

西南交通大学

硕士学位论文

希尔伯特-黄变换及其应用研究

姓名：黄诚惕

申请学位级别：硕士

专业：检测技术与自动化装置

指导教师：彭安金;孟建

20060501

摘 要

具有重要理论价值和广阔应用前景的希尔伯特-黄变换 (Hilbert-Huang Transform, 简称为 HHT), 是 N E.Huang 于 1998 年提出的一种新的非线性、非平稳信号分析方法。其关键部分是经验模态分解方法(Empirical Mode Decomposition, 简称为 EMD), 任何复杂信号都可以由 EMD 方法分解成有限个本征模态函数 (Intrinsic Mode Function, 简称为 IMF), 再利用 Hilbert 变换, 求解各 IMF 的瞬时频率等参数, 从而获得信号的时频分布。

HHT 作为一种新的信号分析理论, 已逐步应用到地震信号分析、机械故障诊断、流体力学、医学信号处理和语音信号处理等领域。但由于 HHT 尚处在初步发展阶段, 因而还存在着一些问题需要研究和改进。为此, 本文对 HHT 理论存在的问题进行了分析探讨, 并对 HHT 理论的应用进行了研究, 所取得的成果如下:

1 对 HHT 采样频率、终止准则、曲线拟合、边界处理以及模态混叠等问题进行了分析, 并基于 HHT 的时间特征尺度概念, 提出了一种新的边界处理方法: 边界局部特征尺度延拓法, 较好地改善了边界效应对 EMD 分解的影响。

2 将 HHT 用于电力系统的信号处理, 并根据 HHT 的信号突变检测性能, 提出了一种超高压输电线路的 EMD 故障测距方法。仿真实验表明, 该方法能很好地实现故障定位及测距。

3 将 HHT 应用于雷达信号处理, 提出了基于 HHT 的雷达信号脉内分析方法, 仿真实验表明 HHT 分析方法具有多信号处理方法, 能准确地描述信号的瞬时频率的变化规律, 能清晰地区分各类雷达信号的脉内调制类型, 并便于对调制参数进行估计。

关键词: HHT; EMD; IMF; 边界效应; 故障测距; 脉内分析

Abstract

The Hilbert-Huang Transform (HHT) with important theoretical value and broad prospects for application, a new nonlinear and non-stationary signal analysis method developed by N.E.Huang 1998. The key part of this method is the empirical mode decomposition (EMD) method with which any complicated signal can be decomposed into a finite and often small number of intrinsic mode function (IMF). Using Hilbert transform to those IMF components can yield instantaneous frequency; the final presentation of this result is an energy-frequency-time distribution, designated as the Hilbert spectrum.

As a new signal analysis theory, HHT has gradually applied to seismic signal analysis, mechanical failure diagnosis, hydrodynamics, medical signal processing, voice signal processing, and so on. Since HHT is still in the preliminary stages of development. Thus there are a number of issues need to be studied and improved. Therefore, this paper analysis and discuss the problems of the HHT, and study on the application of HHT, the results are as follows:

1. This paper analyzes HHT with the sampling frequency, termination guidelines, curve fitting, border processing, mode mixed, and so on. And based on the concept of time characteristic scale, a new approach to border processing named extension method based on boundary local characteristic scale is proposed. The approach improves better the impact of boundary effect on EMD.
2. HHT is used for the signal processing of power system. And based on the performance of signal break detection under HHT, a fault location method for EHV transmission lines is proposed. Simulation experiments showed that the approach can do better to achieve good positioning and ranging.
3. HHT is applied to radar signal processing. An intra-pulse analytical method of radar signal is proposed. Simulation experiments showed HHT is a multi-signal processing method; it can accurately describe the change of instantaneous frequency; and can distinct the intra-pulse modulation types clear between various types of radar signals; and easy to estimate the modulation parameters.

Key Words: HHT; EMD; IMF; boundary effect; fault location; intra-pulse analysis;

第 1 章 绪论

1.1 课题提出的背景

信号分析是对信号基本性质的研究和表征。信号的时间变化是基本的,因为时间是基础。从数学的观点来看,通过在函数的完备集中展开信号,就可以实现信号的不同表示,而且可以有无数种情况。一种特别表示的重要性就在于:用哪种表示可以更好地理解信号的特征,因为这种表示是由实际上或为对眼前情况重要的物理量来表示其特性的。除了时间之外,最重要的表示是频率^[1]。频率表示的数学方法是由傅立叶(Fourier)发明的。傅立叶分析是数学和科学中的伟大发明之一,也是分析和处理平稳信号最常用和最主要的方法。

传统的信号分析与处理都是建立在傅立叶分析的基础上的,它有三个基本的假设:线性、高斯性和平稳性,建立的是一种理想的模型。傅立叶分析在科学与技术的所有领域中发挥着十分重要的作用,但是它使用的是一种全局的变换,因此无法表述信号的时频局部性能,而这种性质恰恰是非平稳(时变)信号最根本和最关键的性质,因此就不适合用于分析非平稳信号。现实生活中存在的自然或是人工的信号大多是非平稳信号,如上述的语音信号、机械振动信号、心电信号、雷达信号及地震信号等。因此为了分析和处理非平稳(时变)信号,人们对傅立叶分析进行了推广乃至根本性的革命,提出并发展了一系列新的信号分析与处理理论,即非平稳(时变)信号分析与处理^[1,2]。

时变信号处理的研究让我们能分析和处理各种时变信号,并使我們在此基础上构建的系统模型更贴近实际,能适用于更多的应用领域,有效地服务于实际的工程实践。因此,我们对时变信号处理新技术进行研究有助于更好地分析和处理各种时变信号,促进时变信号处理理论的发展,使其得到更为广泛的应用,更好地服务于各科学技术领域,从而促进各学科领域的发展。时变信号处理研究已成为现代信号处理研究的热点之一^[1,2]。

1.2 国内外发展现状

目前的时变信号处理方法大多属于时频分析方法范畴。时频分析的基本思想是设计时间和频率的联合函数,分析信号频率随时间变化的规律,同时描述信号在不同时间和频率的能量密度或强度。公认的时频分析开端,是 1946 年 Gabor 提出了 Gabor 变换。Gabor 变换为此后的许多时频分析方法奠定了思路。在此基础上,为了分析人的语音,1947 年 P.K Potter 等首次提出了一种实用的时频分析方法—短时 Fourier 变换,其绝对值的平方就是谱图。随后, J.Ville 将 Wigner 分布引入到信号处理领域,发明了有名的 Wigner-Ville 分布,并在许多领域得到实际应用,紧随其后诞生了以其为基础的一系列新的时频分布。到 60 年代中期, Cohen 总结了这些时频分布,提出了基于核函数的一类时频分布—Cohen 类时频分布。1980 年, Namias 在旋转 $t-f$ 直角坐标的思想上,提出了分数阶 Fourier 变换,它相当于 Fourier 变换的推广形式。1984 年, Morlet 在研究地球物理信号敏锐地预感到了小波分析在信号分析中的远大发展潜力,首次提出了小波变换的概念,并以积极地推动其发展。目前,小波变换已成为非线性、非平稳信号的通用方法之一,并在基础上相继出现了基于小波变换的多种时频分析方法,如小波包分解、线调频小波变换、匹配追踪法等^[1,2,9]。

人们经过几十年的研究与努力,提出了各式各样的时频分析方法,但几乎所有的这些时频分析方法都是以 Fourier 变换为最终理论依据,不论是基于窗函数的线性变换法(如短时 Fourier 变换、小波变换),还是 Cohen 类的双线性时频分析法(如 Wigner-Ville 分布),甚至基于信号特征匹配的参数化时频分析方法(如匹配追踪法)等,都难以在时频分析的方法中取得突破,有着种种自身难以克服的局限性,使应用者难以取舍。例如线性变换法不能解决时频聚焦的问题: STFT 使用固定的短时窗函数,是一种单一分辨率的信号分析方法,不能很好地解决时-频局部化的问题; Gabor 变换的时间-频率窗的宽度和高度是不变的,限制了其在非平稳高频和低频信号上的应用;小波变换虽然有多分辨率性质,但不可避免地具有窗函数的局限性。而双线性变换则大多存在有着严重的交叉项干扰,改进过的降低干扰的方法也大多是以降低分辨率为代价的。匹配追踪法复杂且计算量大,这些问题的存在使得时频分析的最终结果难以解释、物理意义模糊或者需借助大量的数学推理才能说明问题。

美籍华人 N E. Huang 于 1996 年提出了能把复杂信号分解成一种称为本征模态函数 (Intrinsic Mode Function, 简称为 IMF) 的单分量信号的算法—经验模态分解 (Empirical Mode decomposition, 简称为 EMD) 算法。在此基础上, 1998 年 N E. Huang 及其同事提出了较为完整的 Hilbert-Huang 变换信号分析方法。并在 1999 年对分解后 Hilbert 频谱的分布做了进一步说明。希尔伯特-黄变换 (Hilbert-Huang Transform, 简称 HHT) 方法是一种全新的信号处理方法, 对于处理非线性、非平稳信号有清晰的物理意义, 能够得到信号的时间-频率-能量分布特征, 且是一种自适应性信号处理方法。经验模态分解法是 N E. Huang 等研究非线性问题和希尔伯特变换时提出的, 它既能使信号分解具有唯一性又能在时域和频域同时具有良好的局部化性质。信号一旦分解完毕, 又可根据工程问题的要求灵活实现重构^[36-39]。

Hilbert 谱分析法的产生对于突破时频分析发展具有重要意义。时频分析的主要任务是描述信号的频谱分量是怎样随时间变化的, 研究并了解时变频率在数学和物理上的概念和含义。时频分析的最终目的是要建立一种分布, 以便能在时间和频率上同时表示信号的能量或者强度, 使在时间域内难以观察到的信号的特征在频率域内能十分清楚地显示出来, 得到这种分布后我们就可以对各种信号进行分析、处理, 提取信号中所包含的特征信息, 或者综合得到具有期望的时频分布特征的信号^[56]。

由于 HHT 方法的种种特点, 很快地, HHT 在生物医学、故障诊断、海洋学科、地震工程学以及经济学等各学科得到广泛应用^[52,53,56]。不论在国际或国内, 对这种在信号分析处理中取得突破的方法, 各领域学者专家纷纷展开了不同角度的研究。在应用的同时, 研究者也不断提出各方面的改进方法, 例如对曲线拟合以及对边界问题等所做的研究^[53]。

N E. Huang 本人除了继续致力于 HHT 更深入的研究外, 还积极地将 HHT 方法引入二维数据处理中, 近来研究内容集中在语音分析和声乐信号研究, 同时还投入对气候变化起影响的各种自然作用的研究, 期望通过分析各种不同但又互有联系数据资料, 找到各种影响因素之间内在联系。可以预见, 类似于以上的研究都将是 HHT 潜在的应用领域。

1.3 论文的主要内容及结构

本文通过阐述时变信号处理的发展现状，分析了传统时变信号处理方法所存在的问题及局限性，引出了 HHT 这一新的时变信号处理方法，分析其原理及实现，介绍其在信号分解、时频分析等方面取得的不同突破，列出 HHT 的特点，分析其仍存在的问题及解决方法。在 HHT 多分辨分析性能、信号突变检测、滤波与去噪等方面的应用性能做了一定的研究，将其引入到电力系统信号处理和雷达信号处理，研究了 HHT 在超高压输电线路故障测距和雷达信号脉内分析中的应用。

论文的主要内容如下：(1)分析了时变信号处理的发展过程及现状(2)介绍时变信号处理常用方法和新的时变信号处理方法-HHT 信号分析方法(3)对 HHT 方法存在的问题及应用性能做了一定的研究；(4)HHT 在电力系统信号分析与处理中的应用；(5)HHT 在雷达信号脉内分析中的应用(6)结论。

第 2 章 时变信号处理新方法:希尔伯特-黄变换

2.1 传统的时变信号处理方法

2.1.1 加窗 Fourier 变换

1、短时 Fourier 变换

短时傅立叶变换是研究非平稳信号最广泛使用的一种方法,其概念是简单而有效的。它的基本思想是把信号划分成许多小的时间间隔,假定信号这些间隔内是平稳的,用傅立叶变换分析每一个时间间隔,以便确定在那个时间间隔内存在的频率。这些频谱的总体就表示了频谱在时间上是怎样变化的。

给定一个时间宽度很短的窗函数 $g(t)$, 将窗函数与信号 $s(t)$ 相乘,再对该乘积作傅立叶变换就可实现对信号 $s(t)$ 的局部化分析。信号 $s(t)$ 的短时傅立叶变换(缩写作 STFT)及对应的逆变换定义为:

$$STFT_t(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} [s(t')g^*(t'-t)]e^{-j\omega t'} dt' \quad (2-1)$$

式中*代表复数共轭。正是窗函数 $g(t)$ 的时(间)移(位)和频(率)移(位)使短时傅立叶变换具有了局部特性,它既是时间的函数,又是频率的函数。对于一定的时刻 t , $STFT_t(t, \omega)$ 可视为该时刻的“局部频谱”。定义式((2-1)表明,信号 $s(t')$ 在时间 t 的 STFT 就是信号乘上一个以 t 为中心的“分析窗” $g(t'-t)$ 所作的傅立叶变换。由于信号 $s(t')$ 乘一个相当短的窗函数 $g(t'-t)$ 等价于取出信号在分析时间点 t 附近的一个切片,沿时间轴移动窗函数,就能够对信号进行 $s(t)$ 连续地作“局部谱”分析,了解其频率变化规律。 $STFT_t(t, \omega)$ 的模值平方称为声谱图或谱图 Spectrogram(SPEC), 即

$$SPEC(t, \omega) = |STFT_t(t, \omega)|^2 \quad (2-2)$$

它反映了信号的动态时频能量分布。

2、Gabor 展开

在 STFT 中为了观察信号的局部特性,一般要求窗函数取得比较短。也可在 STFT 中为了观察信号的局部特性,一般要求窗函数取得比较短。也可

以不加以限制, 在更一般地范围内讨论, 并称之为复谱图。1946 年, Gabor 提出了下列结论, 一个复谱图能够由它在某组时(间)-频(率)网格上的值完全确定。这样, 为了重构信号, 并没有必要知道全部复谱图, 而只要知道复谱图在一组网格点 $(t_0 = mT, \omega_0 = nF, m, n)$ 的值即可, 这就是 Gabor 展开

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{m,n} g_{m,n}(t) \quad (2-3)$$

Gabor 展开就是利用联合 $m-n$ 函数(对应于时间平移和频率调制的函数)形式表示信号 $s(t)$ 的一种信号分析方法。Gabor 展开需要解决的两个基本问题是 Gabor 基函数 $g_{m,n}(t)$ 的选择和 Gabor 变换式的计算。Gabor 展开的重要贡献是提出了信号的网格展开, 这为计算带来了极大的方便。现在, Gabor 展开和 Gabor 变换已被认为是通信和信号处理中信号表示, 尤其是图像表示的最好方法之一。

虽然加窗 Fourier 变换克服了 Fourier 变换的不足, 实现了分析信号 $f(t)$ 的局部性质, 但它仍存在一些不足。首先是加窗 Fourier 变换分析信号的局部性要受到限制, 一旦窗函数 $g(t)$ 取定, 其窗口(时宽 Δ_t , 频宽 Δ_f)大小也随之确定, 因此当信号的在时间或频率域上变化区间小于窗口宽度, “平稳”的假设就不成立, 这时用加窗 Fourier 变换来分析其中的短时高频信号, 信号局部就难以被反映。如果缩小时宽或频宽, 根据时宽与频宽的乘积要满足 Heisenberg 测不准原理, 而窗函数一旦选定, 又不能任意调整, 所以加窗 Fourier 变换不可能在时间和频率两个方向同时获得高的分辨率。

2.1.2 Wigner-ville 分布

Wigner 分布是一种二次时频分布。信号 $s(t)$ 的 Wigner 分布定义如下

$$W_s(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t + \tau/2) s^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2-4)$$

Wigner 分布要求对信号进行过采样, 且容易畸变, 因此很少使用。后来, J.Ville 用 $s(t)$ 的解析信号 $x(t)$ 代替 Wigner 分布定义中的实信号, 提出了 Wigner-Ville 分布

$$W_x(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2-5)$$

并将其引入信号处理领域。

Wigner-Ville 分布克服了 Wigner 分布的不足,并且具有许多人们所希望的时频分析方法的性质,如很好的时频聚集性、对称性、时移性、组合性、复共轭关系、可逆性、归一性等等,因而很快在许多领域中得到实际应用。并且,人们根据实际需要,提出了许多经修改后的 Wigner-Ville 分布。1966 年 Cohen 总结了这些分布,发现它们与原 Wigner-Ville 分布仅在核函数上有所不同,从而提出了 Cohen 类时频分布。

Wigner-Ville 分布的不足是不能保证非负性,尤其是对多分量信号会产生严重的交叉项干扰,即使两个单分量信号在时频平面上相距足够远。围绕 Wigner-Ville 分布的不足,特别是交叉项干扰问题,许多学者展开了大量研究,对 Cohen 类中的核函数进行改造,提出了伪 Wigner-Ville 分布、修正平滑伪 Wigner-Ville 分布、ZS 分布等各种各样的新型时频分布,对交叉项干扰的抑制起了较大的作用,但是不含有交叉项干扰且具有 Wigner-Ville 分布聚集性的时频分布是不存在的^[1]。

2.1.3 小波变换

小波变换采用联合的时间和尺度平面来描述信号。这正是小波分析的基本思想,它来源于函数的伸缩和平移,通过基小波函数的伸缩与平移来构成一系列分辨率不同的正交投影空间及其对应的基,这是小波变换不同于 Fourier 变换之所在。通过伸缩和平移,小波变换成为一种窗口大小固定但形状可调,从而实现时间窗和频率窗都可改变的时频局部化分析方法,具有多分辨率分析特性。小波分析优于其它信号分析方法的地方是,它在时域和频域同时具有良好的局部化性质,而且由于对高频采取逐渐精细的时域或空域步长,从而可以聚焦到分析对象的任意细节,即在低频部分具有较高的频率分辨率和较低的时间分辨率,在高频部分具有较高的时间分辨率和较低的频率分辨率,所以被誉为数学显微镜^[52]。小波变换是当今应用数学中的一个迅速发展的领域,是分析和处理非平稳信号的一种有力工具,它是以局部化函数所形成的小波基作为基底展开的,具有许多特殊的性能和优点。如果说 Wigner-Ville 分布提出以后,关于时频分析的许多研究工作是围绕其展开的,那么当小波变换提出以后,时频分析的许多研究则是围绕小波变换展开的。

对任意的函数 $f(t) \in L^2(R)$ 的连续小波变换为

$$W_f(a, b) = \langle f, \psi_{a,b} \rangle = |a|^{-1/2} \int_R f(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt \quad (2-6)$$

其逆变换为

$$f(t) = \frac{1}{C_\psi} \int_{R^-} \int_R \frac{1}{a^2} W_f(a, b) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) da db \quad (2-7)$$

小波变换的时频窗口特性与短时傅立叶的时频窗口不一样。其窗口形状为两个矩形 $[b - a\Delta\psi, b + a\Delta\psi] \times [(\pm\omega_0 - \Delta\psi)/a, (\pm\omega_0 + \Delta\psi)/a]$ ，窗口中心为 $(b, \pm\omega_0/a)$ ，时窗和频窗宽分别为 $a\Delta\psi$ 和 $\Delta\psi/a$ 。其中 b 仅仅影响窗口在相平面时间轴的位置，而 a 不仅仅影响窗口在频率轴上的位置，也影响窗口的形状。这样小波变换对不同的频率在时域上的取样步长是调节性的，即在低频时小波变换的时间分辨率较差，频率分辨率较高；在高频时小波变换的时间分辨率较高，而频率分辨率较低，这正符合低频信号变化缓慢而高频信号变化迅速的特点，这便是它优于经典的傅立叶变换与短时傅立叶变换的地方。从总体上来说，小波变换比短时傅立叶变换具有更好的时频窗口特性。

虽然小波变换目前的应用广泛，但其本质上还是一种窗口可调的傅立叶变换，不可避免的具有窗函数的局限性，仍受测不准原理的限制，无法精确地描述频率随时间的变化；且小波变换存在着众多的小波基函数，而各小波基函数的适用范围很不一致，这就造成了小波基选择问题，这也是一直困扰着小波变换研究和应用者的问题；另一个问题就是不具有良好的自适应性，一旦小波基被选定后，必须用它来分析所有的待分析数据。

总而言之，前述的各种方法都是对 Fourier 分析全局表示的修改，可是说是广义或修正的 Fourier 变换。各种时频分析技术难分优劣，各有各的局限性，关键是其适合何种类型的信号，这样最后的问题归结为信号本身的特点。HHT 方法正是从信号自身特征出发，构造基函数、求取精确的瞬时参数，用明确的表示方法得到 Hilbert 谱图，准确地表达信号在时频面上的各类信息。

2.2 希尔伯特-黄变换

Huang 于 1998 年提出了一种新的信号分析方法希尔伯特-黄变换

(Hilbert-Huang Transform, 简称为 HHT)。应用这个方法时需执行两个基本步骤: 首先, 用 EMD 方法把信号分解成一些本征模态函数(Intrinsic Mode Function, 简称为 IMF)。接着, 对分解得到的 IMF 分量进行 Hilbert 变换, 从而得出时频平面上的能量分布谱图(Hilbert 谱)。下面对这个方法中所涉及到的一些概念进行简要说明^[36-39]。

2.2.1 瞬时频率的概念

信号的瞬时能量与瞬时包络的概念已被广泛接受; 然而瞬时频率的概念却一直具有争议性。接受瞬时频率这一概念主要有两个基本困难: 首先是受到了傅立叶分析根深蒂固的影响。在传统的傅立叶分析中, 频率定义在整个数据长度中具有恒定幅度的正弦或余弦函数。作为这一定义的扩展, 瞬时频率的概念也必须与正弦或余弦函数相关。因此, 至少需要一个完整周期的正弦与余弦波动来定义局部频率值。根据这个逻辑, 少于一个波长的长度将无法给出频率定义, 这样的定义对于频率时刻变化的非平稳信号将没有意义。第二个困难在于定义瞬时频率的方法不统一。然而, 当可以使数据解析化的 Hilbert 变换方法产生后, 尽管仍存在问题, 但困难减轻了。

对任意的时间序列 $X(t)$, Hilbert 变换 $Y(t)$ 定义为:

$$Y(t) = \frac{1}{\pi} P \int_{-\infty}^{\infty} \frac{X(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (2-8)$$

这里 P 表示柯西主值, 变换对所有 L^p 类成立。根据这一定义, 当 $X(t)$ 与 $Y(t)$ 形成一个复共轭时, 就可得到一个解析信号 $Z(t)$

$$Z(t) = X(t) + iY(t) = a(t)e^{i\theta(t)} \quad (2-9)$$

其中

$$a(t) = \sqrt{X^2(t) + Y^2(t)}, \quad \theta(t) = \arctan\left(\frac{Y(t)}{X(t)}\right) \quad (2-10)$$

这样, Hilbert 变换提供了一个独特的定义幅度与相位的函数。式(2-8)定义 Hilbert 变换为 $X(t)$ 与 $1/t$ 的卷积; 因此它强调了 $X(t)$ 的局部特性, 在式(2-9)中, 极坐标表达式进一步表明了它的局部特性: 它是一个幅度与相位变化的三角函数 $X(t)$ 的最好局部近似。即使是 Hilbert 变换, 用下式定义瞬时频率时仍有很大

的争议。

$$\omega = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (2-11)$$

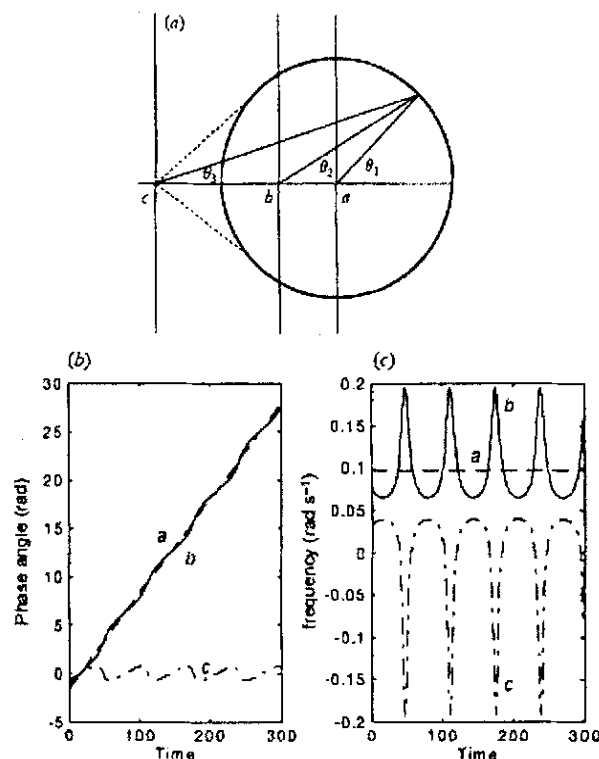
它必须满足一些限制条件,才能得到有意义的瞬时频率。例如:傅立叶变换的实部必须只有正的频率。这个限制条件可以在数学上被证明,但仍是一个全局性的定义。对于数据分析,必须把这些条件转换成物理上可以实现的步骤,用简单的方法来实现。因此把这些限制条件由基于全局修改为基于局部。

用一个简单的例子来说明这个限制条件的物理意义。函数

$$x(t) = \sin(t) \quad (2-12)$$

它的 Hilbert 变换是 $\cos(t)$ 。如图 2-1 (a) 所示它的相位图是 x-y 平面上的一个单位圆,相位关于时间的函数是一条直线(图 2-1 (b))。而瞬时频率(图 2-1 (c))是一个常数。如果改变 $x(t)$ 的均值,例如加上一个常数 a , 那么

$$x(t) = a + \sin(t) \quad (2-13)$$



(a) 表示函数

$$x(t) = a + \sin(t)$$

的相位图。其中

$$a) a = 0; b) a < 1; c) a > 1$$

(b) 相位关于时间的函数。

(c) 根据式 (2-11) 计算得到的瞬时频率

图 2-1 瞬时频率的物理解释 (Huang)

它的 x - y 平面相位图仍是一个简单的圆,但圆心移动 a 长的距离,如果 $a < 1$, 圆心仍在圆中,在这种条件下, $x(t)$ 已违反了一个限制条件,因为它的傅立叶变换有一个直流项;不过它的平均过零频率仍与 $a = 0$ 时相同,但它的相位函数与瞬时频率将会不同于 $a = 0$ 时。如果 $a > 1$, 中心不在圆中: 并且 $x(t)$ 不再满足限制条件,从图中可以看出,相位函数与瞬时频率都会出现没有意义的负值。

这个例子说明,对于一个简单的信号例如正弦信号,只有满足局部对称于零均值时,其瞬时频率才有意义。对于一般性的信号数据,任何叠加信号波将等同于 $a > 1$ 的情况;任何不对称的信号波形将等同于 $a < 1$ 的情况($a \neq 0$)。以上的例子促使得到了一类函数的定义,该定义是基于信号局部特性的,称为本征模态函数。对于本征模态函数,其瞬时频率可在任意一个地方定义。

2.2.2 本征模态函数 (IMF) 的概念

由于大多数信号或数据不是本征模态函数,在任意时刻数据可能包含多个振荡模式,这也解释了为什么简单的 Hilbert 变换不能给出一个普通信号的频率内容的完整描述。所以必须把数据分解成本征模态函数,从物理上定义一个有意义的瞬时频率的必要条件是:函数对称于局部零均值,且有相同的极值和过零点。据此, Huang 提出了本征模态函数的定义。一个本征模态函数是满足如下两个条件的函数:

(1)在整个数据序列中,极值点的数量与过零点的数量必须相等,或最多相差不能多于一个。

(2)在任一时间点上,信号的局部极大值和局部极小值定义的包络平均值为零。

第一个限定条件是非常明显的;它近似于传统的平稳高斯过程关于窄带的定义。第二个条件是一个新的想法;它把传统的全局限定为局部限定。这种限定是必须的,它可去除由于波形不对称而造成的瞬时频率的波动。

采用本征模态函数(以下简称 IMF)这个名称是因为它代表了信号数据中的振荡模式。IMF 在按过零点定义的每一个周期中,只包括一个本征模态的振荡,没有复杂的叠加波存在。如此定义,一个基本的 IMF 并不限定为窄带信号,也可以是幅度调制和频率调制的。事实上,它可以是非平稳的。图 2-2 是一个典

型的 IMF。

本征模态函数 (IMF) 概念的提出使得用 Hilbert 变换定义的瞬时频率具有实际的物理意义, 而提出 IMF 分量的 EMD 分解方法的出现则使瞬时频率可用于复杂的非平稳信号的分析^[22]。

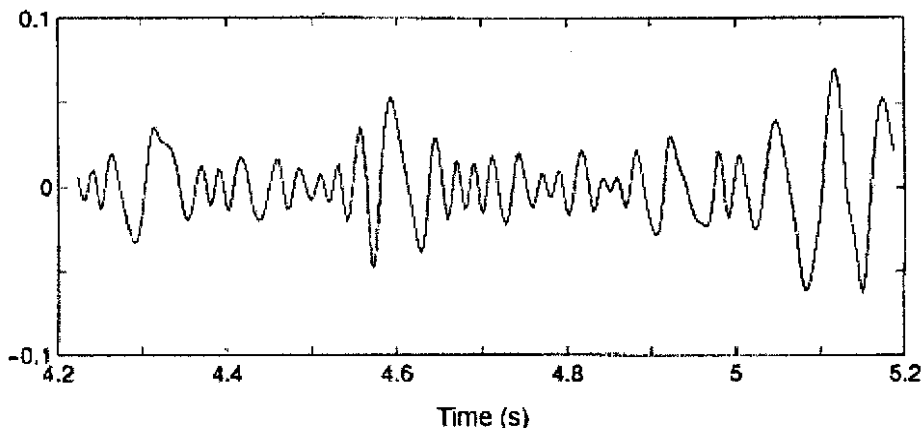


图 2-2 一个典型的本征模态函数(Huang)

具有相同数目的过零点和极值点, 上下包络关于零值对称

2.2.3 时间特征尺度

频率与尺度是紧密联系的。各个本征模态函数的特征时间尺度是不同的, Huang 等人对信号的时间特征尺度作了如下的研究^[37]。

正如 Drazin^[47]指出的那样, 分析数据的首先方法就是用眼观察。这种方法当然是主观的。但一个受过训练的眼睛能够检测数据中难以定量确定的一些趋势和模式。即使没受过训练的眼睛, 也很容易看出数据的某些特性。例如平稳性、周期性、总体趋势及各种特殊点间时间间隔的尺度。尽管这观察是有效的, 但仅凭眼来观察的方法太主观, 也不严谨。只是在眼可观察到的信号的各种特征量中, 时间尺度是最容易确定的一种。

在解释任何物理数据中, 最重要的参数是时间尺度和能量分布。定义局部能量密度并不困难, 但至今为止, 还没有给出明确的局部时间尺度的定义。在傅立叶分析中, 时间尺度被定义为连续的和等幅的三角函数分量的周期。这种定义仅仅给出了时间和能量尺度的全局均值。因此, 这些尺度无论在幅度还是在频率上都完全脱离了它们随时间变化的这一事实。

Rice^[47~50]曾用统计的方法对时间尺度进行定义。他假设数据是线性平稳和正态分布的,并计算过零点和极值点的数目。在数学上,对任何数据 $x(t)$, 时间尺度定义如下,即满足

$$X(t) = 0 \quad (2-14)$$

的所有 t 的时间位置为过零点。相邻两个过零点的时间间隔就是过零点的时间尺度。同理,满足

$$\dot{X}(t) = 0 \quad (2-15)$$

定义的所有 t 时刻为函数极值点的时间位置。相邻的极值点的时间间隔就是极值点的时间尺度。

此外,还有一种时间尺度,称为曲率极值点时间尺度,即

$$\frac{\ddot{X}}{(1 + \dot{X}^2)^{2/3}} \quad (2-16)$$

的极值点间的时间长度。它是一种隐含的尺度,反映的是一种轻微振荡产生的局部变化的尺度。

我们现在有三种测量时间尺度的方法:相邻两过零点间隔的时间尺度,相邻两极值点间隔的时间尺度,相邻两曲率极值点间隔的时间尺度。三种情况中,时间间隔都是用来局部测量事物时间变化的。局部极值时间间隔和曲率时间间隔尺度代表了整个波形,无论波形是否穿过零线。

Huang 等人分析认为,时间尺度代表了信号的局部震荡尺度,并且仅表示一种震荡模式。这种震荡从一个极值点到另一个相反的极值点,因此时间尺度是震荡本身所隐含的尺度,称为特征时间尺度。

EMD 方法使用的时间尺度是极值点间隔,它当然提供了一个很好的对时间尺度测量的方法。因为该方法可测量具有多个叠加波的宽带数据。当然它也与我们对数据随时间变化的直觉相一致。

过零点的定义是数据的一个非常不完善的量度。除非该数据是真正窄带的,也许在两个连续的过零点间有许多极值点。我们的眼对极值点间隔变化很敏感,这些变化对给定的现象提供了更细的量度。当然,极值点间的时间间隔还是有问题。许多现象的四阶矩是不收敛的,所以所希望的极值点数目不可能计算出来,尽管它也许会很容易被数出来。这种矛盾也许是因为傅立叶功率谱是人定义的,许多高频分量是来自非线性非平稳信号中的虚假谐波。极值点间的时间

尺度是很重要的, 它可用来做分解信号的时间尺度^[37]。

2.2.4 EMD 分解方法

EMD 是 Empirical Mode Decomposition 的简写, 通常被称为经验模态分解法, 是美籍华人 NE. Huang 在 1996 年提出的信号分解算法, 这主要是从复杂信号里分离出 IMF 的过程, 也称为筛选过程(The Sifting Process)。在此基础上, 1998 年 NE. Huang 及其同事提出了较为完整的 Hilbert-Huang 变换法。EMD 是 HHT 方法中至关重要的一部分^[36-39]。

EMD 方法假设任何信号都由不同的本征模态函数 (IMF) 组成, 每个 IMF 可以是线性的, 也可以是非线性的, IMF 分量必须满足下面两个条件: 一是其极值点个数和过零点数相同或最多相差一个, 二是其上下包络关于时间轴局部对称。这样任何一个信号就可以分解为有限个 IMF 之和。

分解过程基于以下假设: (1)信号最少有一个极大值和一个极小值; (2)时域特性由极值间隔决定; (3)如果数据序列完全缺乏极值但是仅包含拐点, 那么它也可通过求导一次或多次来揭示极值点, 而最终结果可以由这些成分求积分来获得。具体方法是由一个“筛选”过程完成的:

(1) 首先找出 $s(t)$ 所有的极大值点并将其用三次样条函数拟合成原数据序列的上包络线: 以及所有的极小值点并将其用三次样条函数拟合成原数据序列的下包络线; 图 2-3 为一测试数据及其包络线、均值线示意图。

(2) 计算上下包络线的均值, 记为 $m_1(t)$; 将原数据序列 $s(t)$ 减去该均值即可得到一个去掉低频的新数据序列 h_1 :

$$s(t) - m_1(t) = h_1(t) \quad (2-17)$$

图 2-4 即为 $s(t)$ 和 h_1 的示意图。

(3) 因为 $h_1(t)$ 一般仍不是一个 IMF 分量序列, 为此需要对它重复进行上述处理过程。重复进行上述处理过程 k 次, 直到 $h_k(t)$ 符合 IMF 的定义要求, 所得到的均值趋于零为止, 这样就得到了第 1 个 IMF 分量 $c_1(t)$, 它代表信号 $s(t)$ 中最高频率的分量:

$$\begin{aligned} h_{1(k-1)}(t) - m_{1k}(t) &= h_{1k}(t) \\ c_1(t) &= h_{1k}(t) \end{aligned} \quad (2-18)$$

图 2-5 为分解得到的第一个 IMF 分量 $c_1(t)$, 图中可以看出极值点数与零点

数目满足 IMF 的要求。

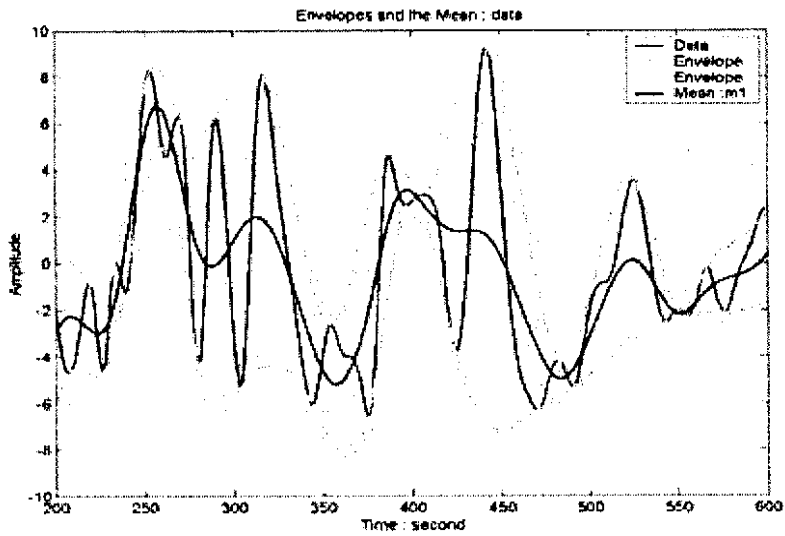


图 2-3 包络线及均值线示意图

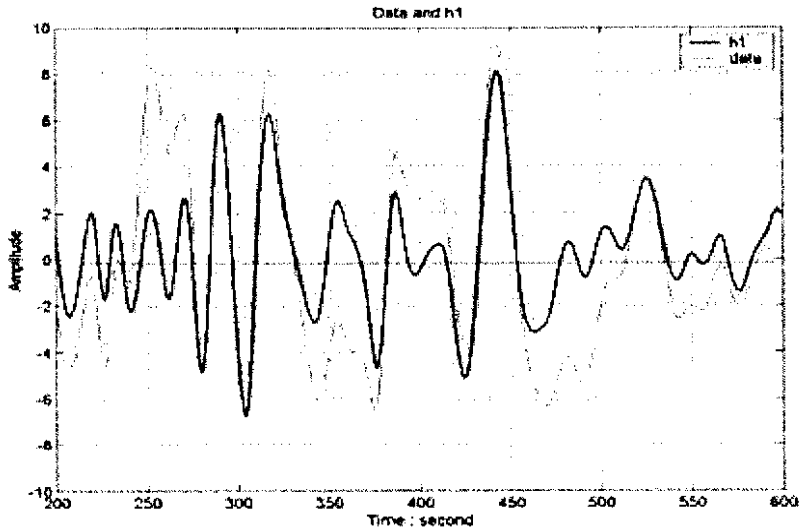


图 2-4 $s(t)$ 与 h_1 示意图

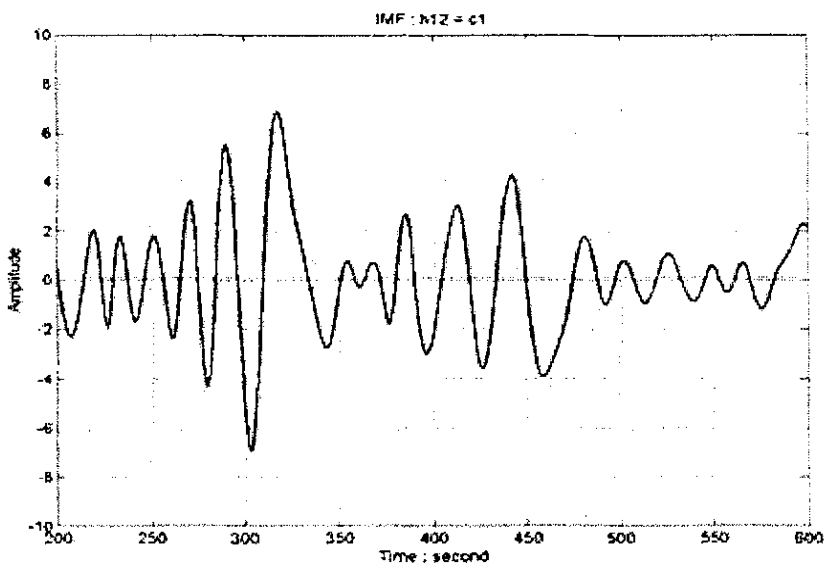


图 2-5 分解获得的第一个 IMF 分量 c1

(4) 将 $c_1(t)$ 从 $s(t)$ 中分离出来, 即得到一个去掉高频分量的差值信号 $r_1(t)$, 即有

$$r_1(t) = s(t) - c_1(t) \quad (2-19)$$

将 $r_1(t)$ 作为原始数据, 重复步骤(1)、(2)和(3), 得到第二个 IMF 分量 $c_2(t)$, 重复 n 次, 得到 n 个 IMF 分量。这样就有:

$$\left. \begin{aligned} r_1(t) - c_2(t) &= r_2(t) \\ &\vdots \\ r_{n-1}(t) - c_n(t) &= r_n(t) \end{aligned} \right\} \quad (2-20)$$

当 $c_n(t)$ 或 $r_n(t)$ 满足给定的终止条件 (通常使 $r_n(t)$ 成为一个单调函数) 时, 循环结束, 由(2-19)式和(2-20)式可得到:

$$s(t) = \sum_{j=1}^n c_j(t) + r_n(t) \quad (2-21)$$

其中, $r_n(t)$ 为残余函数, 代表信号的平均趋势。而各个 IMF 分量 $c_1(t)$, $c_2(t) \cdots c_n(t)$ 分别包含了信号不同时间特征尺度大小的成分, 其尺度依次由小到大。因此, 各分量也就相应地包含了从高到低不同频率段的成分, 每一个频率段所包含的频率成分都是不同的, 且随信号本身的变化而变化。

图 2-6 为一信号的 EMD 分解示例图, C1-C8 为分解出的 IMF 分量, 频率由

高到低, C9 则为残余函数:

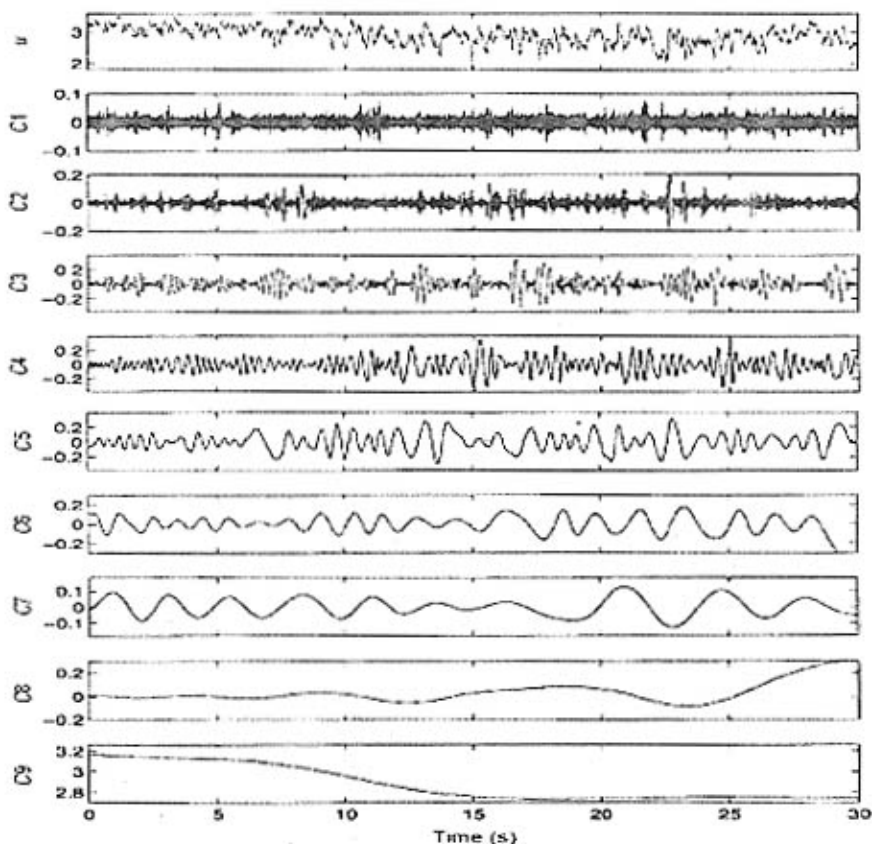


图 2-6 信号的 EMD 分解示例图(Huang)

注: u 为原信号, C1-C8 为分解出的 IMF 分量, C9 为残余项

根据上述 EMD 分解过程, 给出了如下 HHT 计算机实现流程图^[53]:

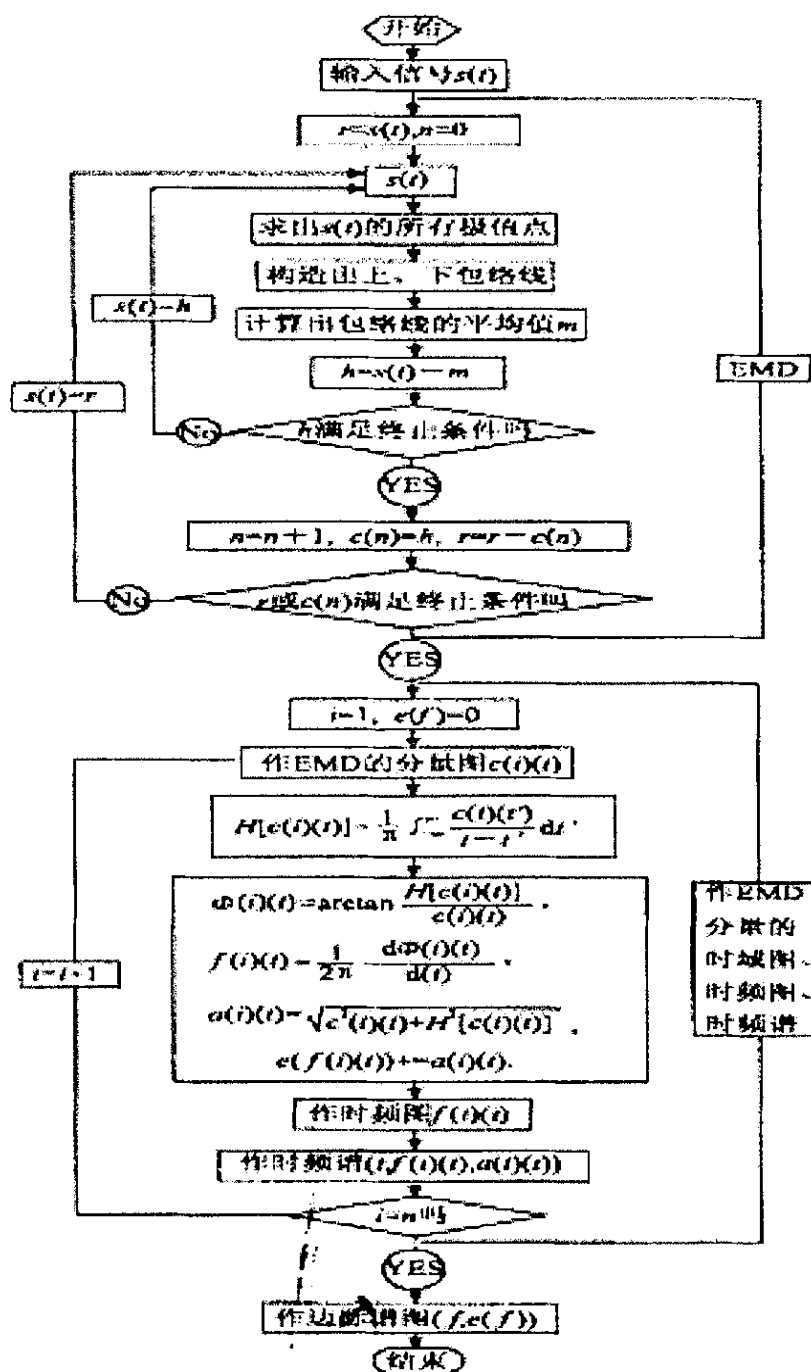


图 2-7 HHT 计算机实现流程图

2.2.5 Hilbert 谱和边际谱

在 IMF 定义和 EMD 的基础上, Huang 等人系统地提出了一种分析信号的新理论或新方法, 命名为希尔伯特-黄变换(Hilbert-Huang Transform 简称 HHT)。它包括两个大组成部分, EMD 和与之相应的 Hilbert 谱分析方法^[36~39]。即首先用 EMD 将任意信号 $s(t)$ 分解成有限个 IMF 的和

$$s(t) = \sum_{i=1}^n c_i(t) + r_n(t) \quad (2-22)$$

然后分别对每一个 IMF 分量用 Hilbert 变换进行谱分析。最后得到信号的瞬时频率表示

$$s(t) = \text{Re} \sum_{i=1}^n a_i(t) e^{j\phi_i(t)} = \text{Re} \sum_{i=1}^n a_i(t) e^{j\int \omega_i(t) dt} \quad (2-23)$$

这里省略了残余函数 $r_n(t)$, Re 表示取实部。称式(2-23)右边为 Hilbert 时频谱, 简称 Hilbert 谱, 记作

$$H(\omega, t) = \text{Re} \sum_{i=1}^n a_i(t) e^{j\int \omega_i(t) dt} \quad (2-24)$$

它是瞬时振幅在频率-时间平面上的分布。

在式(2-23)中省略残余函数 $r_n(t)$ 是因为它或者是一个常数, 或者是一个单调函数。虽然可以把 $r_n(t)$ 看作一个长周期波的一部分, 但考虑到长周期的不确定性, 及信号所包含的信息主要在高频分量中, 因此做了省略处理。

展开式(2-23)中, 每个分量的幅值和相位都是随时间可变的, 而同样信号 $s(t)$ 的 Fourier 变换展开式为

$$s(t) = \text{Re} \sum_{i=1}^n a_i e^{j\omega_i t} \quad (2-25)$$

其中 a_i , ω_i 为常数。这清楚地表明: HHT 对信号的瞬时频率表示是 Fourier 展开的一般化, 它不仅提高了信号的效率, 而且能够表示可变的频率。因此, 新方法突破了傅立叶变换的束缚。

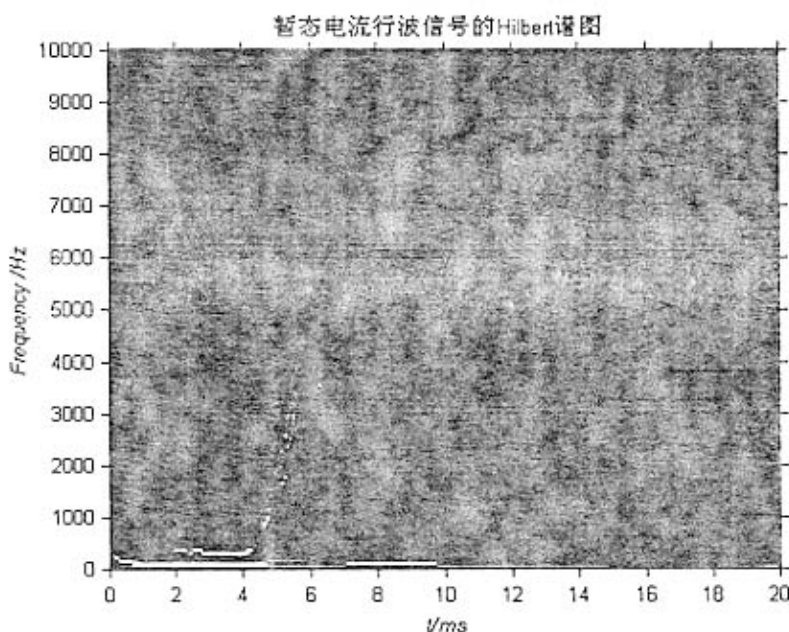
用 Hilbert 谱可以进一步定义边际谱为

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega, t) dt \quad (2-26)$$

这里由 HHT 得到的边际谱与 Fourier 频谱有相似之处, 从统计观点上来看,

它表示了该频率上振幅(能量)在时间上的累加,能够反映各频率上的能量分布,但因为瞬时频率定义为时间的函数,不同以往 Fourier 等需要完整的振荡波周期来定义局部的频率值,而且求取的能量值不是全局定义的。因此对信号的局部特征反映更准确,在这方面优于 Fourier 谱。尤其是在分析非平稳信号时,这种定义对于频率随时变化的信号特征来说,能够反映真实地振动特点。

图 2-8 为一仿真的故障暂态电流行波信号的 Hilbert 谱和边际谱图,故障仿真起始时间为 5ms,图中清楚地反映了在 5ms 附近频率产生突变,即信号在该处发生突变,这说明了 Hilbert 谱图具有良好的时频聚集性,能敏感地反映信号的变化情况。



2-8 信号的 Hilbert 谱图

图 2-9、2-10 中,我们对一实验信号分别进行 Hilbert 分析、小波分析及 Fourier 分析来比较 Hilbert 谱图与小波尺度图、Hilbert 边际谱和 Fourier 谱。实验信号是一个由两段频率为 80Hz 和 240Hz 的正弦曲线构成的信号。从图 2-9 中可以看出,小波尺度图 and Hilbert 谱图都能很好地反映信号的频率-时间分布,但 Hilbert 谱图具有更好的时频聚集性。图 2-10 是实验信号的 Hilbert 边际谱与 Fourier 谱比较,图中可以看出, Hilbert 边际谱与 Fourier 谱一样反映了信号的频率-幅值分布,且 Hilbert 边际谱比 Fourier 谱更具频率聚集性,没有多余的旁瓣。

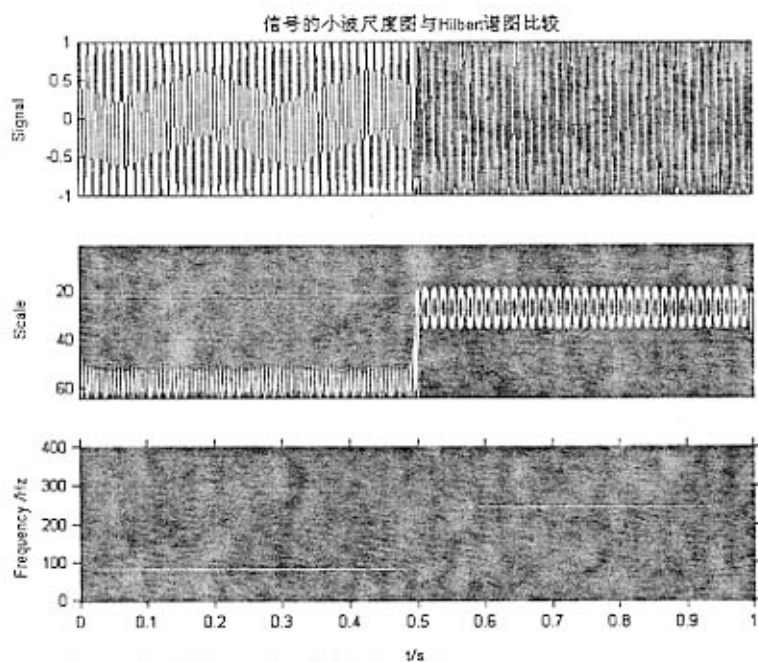


图 2-9 实验信号的小波尺度图与 Hilbert 谱图比较

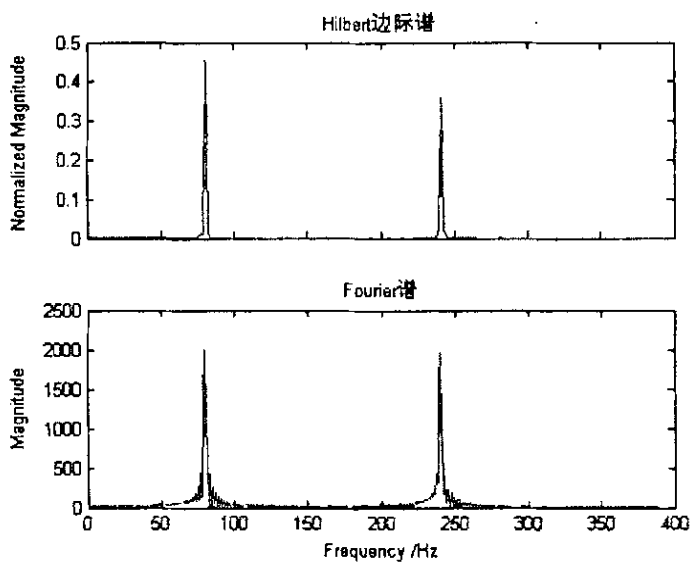


图 2-10 实验信号的 Hilbert 边际谱与 Fourier 谱的比较

2.2.6 HHT 的特点

一种信号分析理论的优劣在很大程度上与人们的主观认同有关，当然，这

种主观认同必须是建立在长期的客观认识的基础上的。例如，对于信号的表示，理论上有无数种，但人们更希望用最直观、最简捷、最有效的一种方式来表示，因为这种表示也往往是最实用的。Hilbert-Huang 变换就具有人们所希望的许多特点^[53]：

1、方法简单性

一种新的方法是否便于理解、掌握及推广应用，很重要的一点要看这种方法实现起来是否简单，从 2.2.4 及 2.2.5 节的内容中不难看出，HHT 是一个很容易理解及实现的简单过程。

2、直观合理和高效性

方法的简单性是人们对信号分析方法的要求，直观上是否合理和高效的也是人们所希望的。如果直观上就不合理，人们就难以理解和认同，更不用说去做深一层次的学习和探索。如果信号表示不具高效性，就会消耗许多相应的资源，人们也就不愿意采用。例如，根据本征模态函数的定义，线性调频信号本身就是一个 IMF 分量，根据 HHT 求取瞬时频率的方法计算出的瞬时频率就是时间变量的一条直线；其每一时刻只需要用一个频率表示，而不像傅立叶变换需要用无穷多个频率表示，因而是高效的。

3、自适应性

用 HHT 来分析信号，没有事先设定或附加的限制，EMD 总是根据信号本身特点，直接从信号本身出发对信号进行分解，自适应地将信号分解成有限数目字的 IMF 分量。与小波变换相比，没有小波基的选择问题，无需考虑根据所分析的信号的特点来选择小波基，或是考虑用哪种小波基来分析效果会更好一些；而且，EMD 分解各分量的时间尺度是从信号本身出发自适应提取的，不同于小波变换的尺度和范围要预先选取设定好^[34]。总之，HHT 方法是一种自适应性良好的信号分析方法。

4、完备性及可重构性

完备性是人们不希望信号损失或泄露的要求，可重构性则是人们信号分解后得以恢复的要求。2.2.4 节中的 EMD 分解过程可以看出，HHT 的分解过程直接满足了完备性的要求，并且能实现信号的准确重构。

5、正交性

对于 EMD 分解法的正交性，NE. Huang 等人认为在理论上各分量相互间都

是局部正交的,而这在实际意义上也是存在的,因为每个 IMF 分量都是上次分解的剩余信号与其均值曲线的差,从实际意义上讲这个 IMF 分量与均值曲线是局部正交的^[36],因此:

$$\overline{(x(t) - \overline{x(t)}) \cdot x(t)} = 0 \quad (2-27)$$

其中 $\overline{x(t)}$ 表示信号数据 $x(t)$ 经由极值点包络线法求得的信号均值曲线。这说明了所有 IMF 分量都应是正交的。

但从理论上来说,这是不能严格证明的,因为均值是由包络线计算而得的,而包络线是通过拟合而来的,因此它可能不是真正的均值。而且,每个后续的 IMF 分量都是前面剩余信号的一部分。因此,HHT 研究者认为所有 IMF 分量正交在理论上不能严格成立,但可以肯定它们是近似正交的,可以说其正交性是近似正交性。

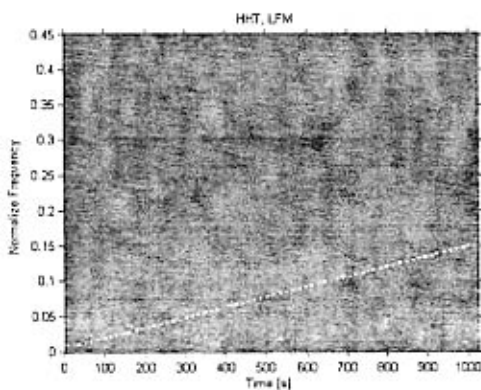
事实上,正交性对于信号处理以及时频分析的影响,主要在于处理的对象和方法,更多地依赖于分解方法。例如在对非线性信号进行分析处理时,严格的正交性是不必要的,在 HHT 方法中,经过 EMD 分解后,不能再要求得到的每个 IMF 分量严格满足线性空间的正交概念。

6、良好的时频聚集性

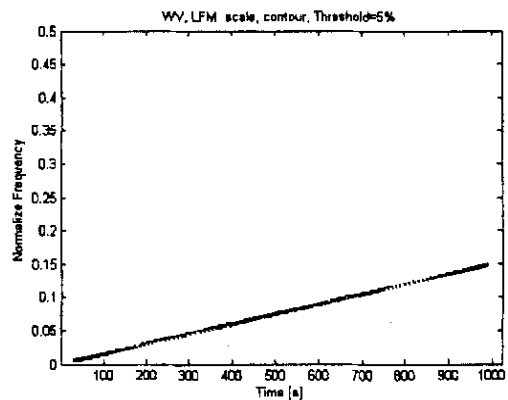
对于时变信号分析方法来说,具备良好的时频聚集性,是最需要具备的性能之一。因为这是时变信号处理产生的动力之一,为了能有效地对时变信号进行分析与处理,就必须具备良好的时频聚集性。

HHT 先是由 EMD 方法将复杂信号分解成单分量信号 IMF 后,对各 IMF 进行 Hilbert 变换后,通过对求得的解析信号的相位函数进行微分运算计算瞬时频率,最后得到 Hilbert 谱。在 Hilbert 变换中,积分运算并不是全局性的,而是通过函数与 $1/t$ 进行卷积,这就使得它的结果相当地局部化,本质上, Hilbert 变换给出了信号局部与正弦函数的最佳逼近程度;而在求解瞬时频率的微分运算中,进一步强化了它的局部化特征^[52]。由于瞬时频率是按微分计算的,是时间的函数,它能精确地给出频率与时间的关系,因而瞬时频率的时间和频率分辨率不再受 Heisenberg 不确定性原理的限制,理论上可以达到任意高的时间和频率分辨率。因此, HHT 就具备了很好的时频局部化特性,或者说具有了良好的时频聚集性。

正如典型的平稳信号为高斯信号一样, 非平稳信号也有典型的信号, 这就是线性调频(LFM: linear frequency modulation)信号。顾名思义, LFM 信号就是频率按照线性规律随时间变化的信号。现在, 已广泛认识到, 任何一种时变信号分析方法如果不能为 LFM 信号提供良好的时频聚集性能, 那么它便不适合用作非平稳信号时频分析的工具^[1]。由于 WVD 是公认的, 能为 LFM 信号近乎完美的时频聚集性的时频分析方法, 我们将 HHT 分析 LFM 信号得到的 Hilbert 谱同 WVD 时频谱进行比较, 如图 2-11 所示, 可以看出 Hilbert 谱具有良好的时频聚集性能。



(a) LFM 的 Hilbert 时频谱



(b) LFM 的 WVD 时频谱图

图 2-11 LFM 信号的 Hilbert 时频谱图、WVD 时频谱图示意图

2.3 小结

本章简要地介绍了常用的加窗 Fourier 变换、WVD 和小波变换等时变信号处理传统方法, 对希尔伯特-黄变换理论的相关基本概念、组成、EMD 的实现及 HHT 的特点进行了分析与探讨。

第 3 章 基于 HHT 的信号处理技术

3.1 HHT 存在的问题及其解决

HHT 作为一种新生的信号分析方法,在理论上还有不成熟的地方,还有待于进一步的研究完善,因而不可避免地存在一些问题。

3.1.1 采样频率问题

EMD 分解需要先确定信号的极值点,然后对极值点进行拟合得到极值包络线,从而求出信号的均值曲线,以实现信号的分解;因此,信号的极值点对 EMD 分解非常重要。对一个信号进行准确的 EMD 分解,需要保证所采集到的点是极值点,这就需要对信号进行过采样,以保证所求取得到的极值点是信号的真实极值点,所以用 HHT 分析处理信号之前,信号的采样不能仅仅满足采样定理,而是需要足够高的采样频率对信号进行过采样,以使 EMD 分解所使用的极值点是真实的极值点,才能保证分解的准确性。

3.1.2 终止准则问题

从 2.2.4 节对 EMD 分解方法的描述中,可以看出其中包含两个循环过程,第一个循环过程为求取 IMF 分量的过程,被称为 Shifting(筛选)过程。那么,在什么情况下停止 IMF 的筛选为最佳,以及什么时候停止分解为最佳,随即成为两个关键的问题。这两个终止判定准则也分别被称为分量终止条件和分解终止条件。

分量终止条件

筛选过程就是求取一个 IMF 分量的过程,其基本方法是从原信号中不断找出极值点,按照分解步骤不断地筛选,直到满足一定的条件为止。这个筛选过程的目的是不断减小信号的不对称性,使波形趋向关于零均值线对称。从而

满足 IMF 分量的基本特征, 能够通过 Hilbert 变换来计算瞬时频率。为了保证分解得到的 IMF 分量具备足够的调频调幅的物理意义, 筛选的循环次数不能过多, 太多的循环次数会将 IMF 分量过度平滑, 使其成为一个常幅调频信号, 失去了原有的物理意义; 而过少的筛选循环次数则使得到的分量不能完全满足 IMF 分量的基本特征, 也就无法获得准确的瞬时频率, 或是无法得到有意义的瞬时频率。因此, 对于分量终止条件, Huang 等人先后提出两种终止准则: 类柯西收敛准则和简单终止准则。类柯西收敛准则是当

$$SD = \frac{\sum_{t=0}^T |h_{1,k-1}(t) - h_{1,k}(t)|^2}{\sum_{t=0}^T |h_{1,k-1}(t)|^2} \quad (3-1)$$

介于 0.2 和 0.3 之间时, 筛选过程终止。这种准则一方面过于严格, 另一方面, EMD 的目的在于研究局部量, 因此用全局的量来作为终止准则, 就会造成局部量的波动较大。而简单终止准则是只要波形的极值点和过零点的数目相等时, 筛选过程就终止的简单准则。

事实上, EMD 的目的在于分解出 IMF 分量, 而 IMF 分量具有两个条件: 极值点数和零点数相等或至多相差一个; 局部对称。而 IMF 分量的两个条件中局部对称性是主要的, 在一般情况下, 只要信号满足局部对称性, 根据 Hilbert 变换后计算出的瞬时频率, 也就具有了直观的物理意义了。因此, 可以定义如下分量终止准则^[53]:

$$mean[h_{i,k}(t)] < \varepsilon \quad (3-2)$$

其中 $mean[h_{i,k}(t)]$ 表示求 $h_{i,k}(t)$ 的均值曲线, ε 为一预先设定的足够小的数值。只要满足了 (3-2) 条件, 就可终止当次筛选过程了。

此外, 亦可通过附加设置一个最大循环次数来终止当次筛选过程, 以防止陷入无限循环中, 且可以使算法有较强的鲁棒性。当筛选循环次数超过预先设置量的值时, 就可终止筛选的继续进行。

分解终止条件

EMD 分解得到的是有限个 IMF 分量, 所以分解过程的第二个循环必定有个终止条件, 决定 EMD 分解何时结束, 按照前文所述的分解流程, 当前一个 IMF 分量被提取出来时, 总是要留下一个新的残余量 r_i 。Huang 等人认为当 r_i 成为一

个常量,或是一个单调的函数,已经不能再分离出 IMF 分量时,分解过程就可以终止了。同时,如果数据本身有一个趋势的话,那么最后的 r_i 就可看作信号的趋势。

3.1.3 曲线拟合问题

这里的拟合,其实严格的说来只是插值问题,运用插值算法拟合信号的包络线。Huang 等人提出的 EMD 方法是先通过极值点拟合信号的包络线,再由上、下包络求信号的均值曲线,以筛选出信号的 IMF 分量。当然,也可直接拟合均值曲线。从前文分析 EMD 方法的特征可以认识到,曲线拟合方法对准确求取包络线有着极其重要的影响,通过局部极值点来拟合上下包络线,进而求其均值曲线的步骤是分解的基础也是整个 HHT 方法的起点,在实际应用中,这个过程是否能够实现 HHT 理论期望,也决定着 HHT 分析结果的可信程度。

曲线的拟合在数值分析方法中有许多的拟合算法^[6, 7],如三次样条插值法、埃尔米特(Hermite)插值法、多项式拟合插值法、阿克玛插值法^[8]等。根据 EMD 分解法步骤,对信号局部极值点利用插值算法拟合得到上下包络线,以期望信号数据全部包含于两个包络线之间,它们的均值能够反映信号的偏离零对称轴的波动特征,HHT 的发明者提出使用三次样条插值法进行包络线拟合,再计算出均值曲线。三次样条法具有良好的光滑性,但三次样条插值容易造成过冲和欠冲现象,而这是 HHT 分析中应该避免的。因此后续的研究者提出了不少的研究与改进,提出高次样条插值法^[33]、多项式拟合法^[55]、阿克玛插值法^[53]、分段幂函数插值法^[53]等方法应用于 EMD 分解算法中,都有所成就。

总的来说,一个好的曲线拟合方法或是插值算法,要保证拟合的曲线能将信号完全包络在内、要有一定的光滑性、能根据信号特点自适应地进行拟合、具有抗过冲和欠冲性能。

3.1.4 边界处理问题

另一影响 EMD 分解质量的是边界问题。由于我们所处理的信号通常都只局限在有限的时间或空间之内,在处理这些数据时,信号边界上常常会出现令人

费解的失真现象,即在信号边界上具有“吉布斯”现象,这通常称为边界效应。对有限长信号的分析或处理无可避免地要遇到边界问题,在小波变换、卷积滤波或傅立叶频谱等使用卷积滤波的信号分析方法中,只需采用加窗或延拓信号等简单措施就可解决边界问题,且其边界处理的影响最多波及到距边界一个窗宽的范围内,而不会影响到对信号内部的分析结果。HHT 同样要面对这种问题的存在,且由于其分解需要确定边界处的局部均值,其边界问题相对其它信号分析方法而言要更复杂些。在 EMD 分解中,信号两端的边界效应所带来的误差会向内传播,进而可能“污染”整个数据序列,使得最后的结果失去意义,尤其对于低频的 IMF 分量来说,这种边界效应所引起的误差更加严重^[11]。因此,解决边界问题对于 HHT、以及对其他信号处理方法,都具有理论和实际意义。

边界处理问题,主要是如何对信号两端进行一定的处理,以消除或减小边界效应。一个较为基本的思想就是,对信号两端采用一定的方法进行延拓,即在信号两端向外延伸处,添加一定长度的数据点,使得有效数据区间内的边界效应外移到延拓后的两端,从而减小边界效应对有效信号区间内的影响。因此,在 EMD 算法中,采取何种方法对信号进行延拓才能更好地预测出有效信号区间边界处的局部均值,就是本文所要解决的问题。Huang 针对这个问题,提出了利用“特征波”对原始信号进行延拓^[36],对分解中的边界效应进行处理,但他同时提出 EMD 方法所面临的边界问题仍未完全解决。后来的 HHT 研究人员也提出了各种改进的边界处理方法,如包络延拓法和波形匹配预测法^[54]、边界全波法^[62]、本征波匹配预测法^[53]、神经网络延拓算法^[13]以及镜像延拓算法^[12]和应用 AR 模型处理 EMD 边界问题的方法^[11]等,这些方法在一定程度上起到了抑制边界效应的效果,但仍无法从真正意义上地根本解决边界效应对分析信号的影响,且这些方法存在着计算量偏重、以复杂模型解决简单问题的弊端。

本文提出一种新的边界处理方法,作者称其为边界局部特征尺度延拓法:有鉴于 EMD 是根据局部特征时间尺度来对信号进行从小尺度至大尺度逐次将信号分解成含不同特征时间尺度的 IMF 分量,因此,结合调幅趋势及端点处局部极值点时间间隔,可以考虑在信号两端分别添加一对极大值点和极小值点,以端点邻近的几个极大值点的平均幅值作为要添加的极大值点幅值,以端点邻近的几个极小值点的平均幅值作为要添加的极小值点幅值;添加的极大值点或是极小值点的位置距离最靠近端点的相应的极大值点或是极小值点为邻近的这

几个极值点的平均时间间隔。分别添加好两端极值点后，再对新的极值点序列进行拟合包络线，从而估计出均值曲线。注意均值曲线应该取有效信号区间内的曲线，该曲线两端值就是所估计的端点处局部均值。图 3-1 为该方法的端点延拓示意图。

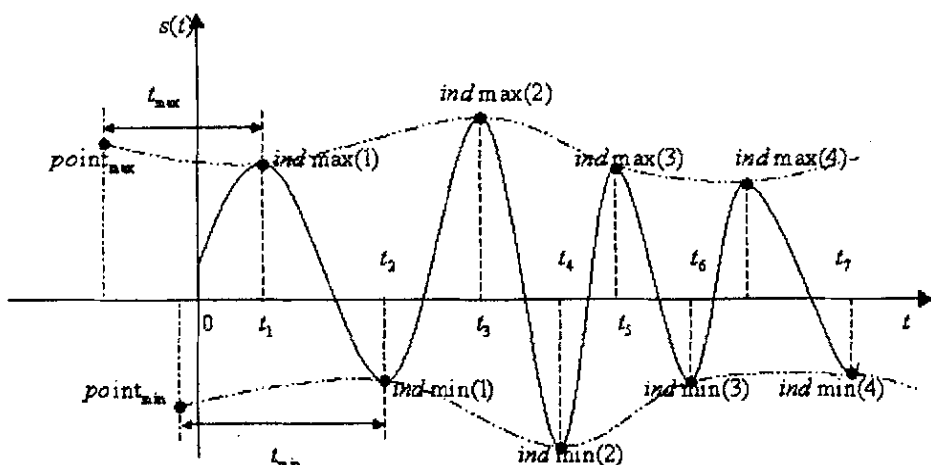


图 3-1 边界局部特征尺度延拓法

注：这里只显示信号左端的延拓，右端与此类似。

具体步骤：

- 1、求出信号各极值点
- 2、计算端点邻近极值点平均幅值及平均极值点时间间隔：

$$point_{max} = \frac{(s(ind\ max(1)) + s(ind\ max(2)) + s(ind\ max(3)))}{3} \quad (3-3)$$

$$point_{min} = \frac{(s(ind\ min(1)) + s(ind\ min(2)) + s(ind\ min(3)))}{3} \quad (3-4)$$

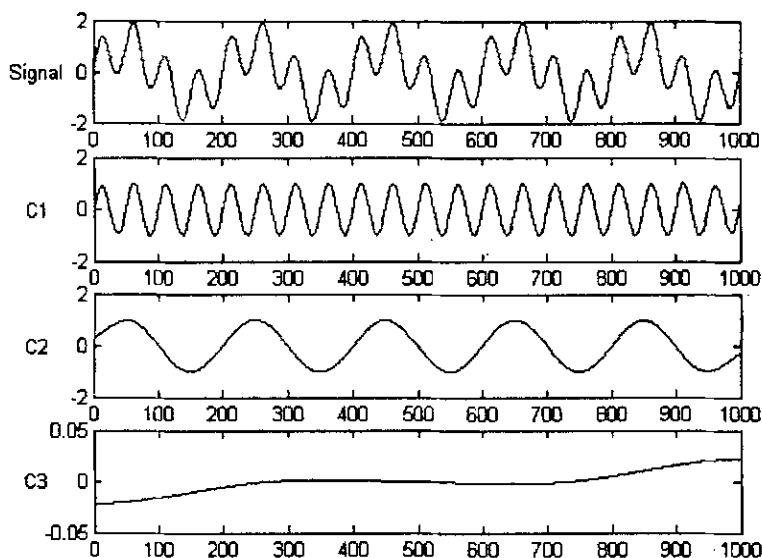
$$t_{max} = \frac{ind\ max(4) - ind\ max(1)}{3} \quad (3-5)$$

$$t_{min} = \frac{ind\ min(4) - ind\ min(1)}{3} \quad (3-6)$$

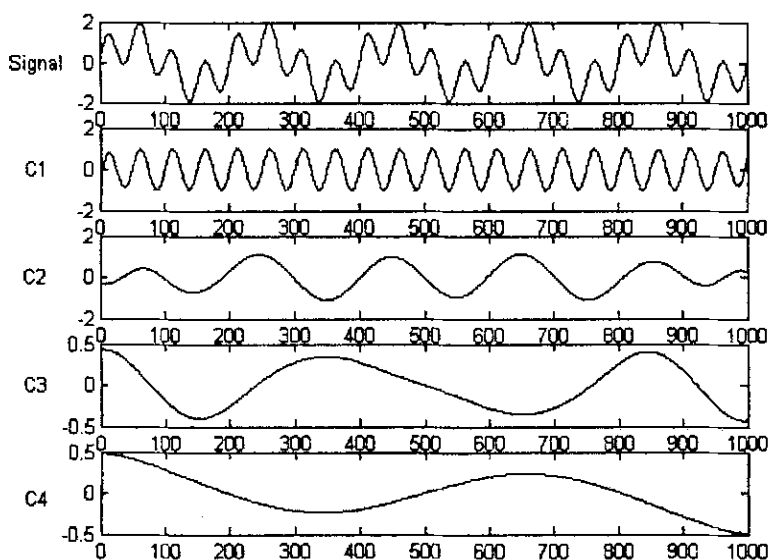
- 3、根据计算出的值按图 3-1 所示分别添加极大值点和极小值点。
- 4、对添加后的信号极值点进行拟合上下包络线。
- 5、计算出均值曲线，均值曲线取有效信号区间内的值。

图 3-2 是分别采用本文边界处理方法、文献[43]中边界极值镜像延拓方法、

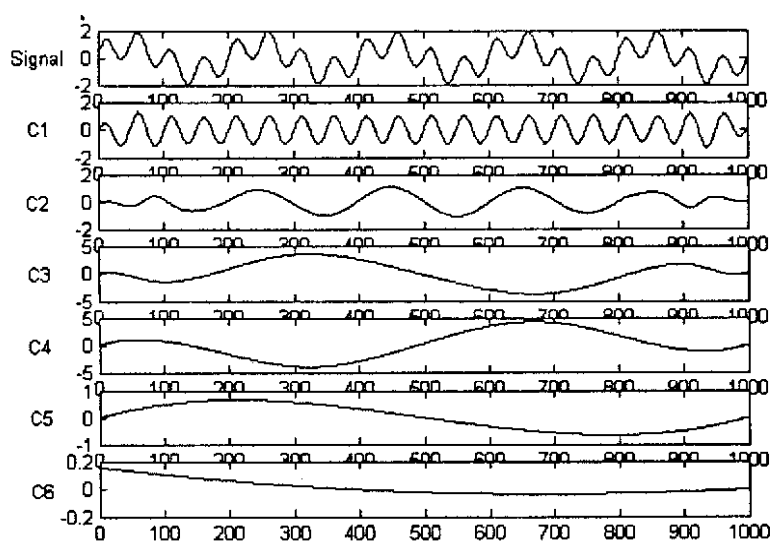
直接以端点为边界极值点的端值处理方法对信号 $s(t) = e^{j5t} + e^{j20t}$ 进行 EMD 分解的结果, 比较三种分解效果可以看出, 本文边界处理方法能较好地削弱边界效应的影响。本文所有数据均用此方法进行边界处理。



(a)边界局部特征尺度延拓法



(b)文献[43]中边界极值镜像延拓方法

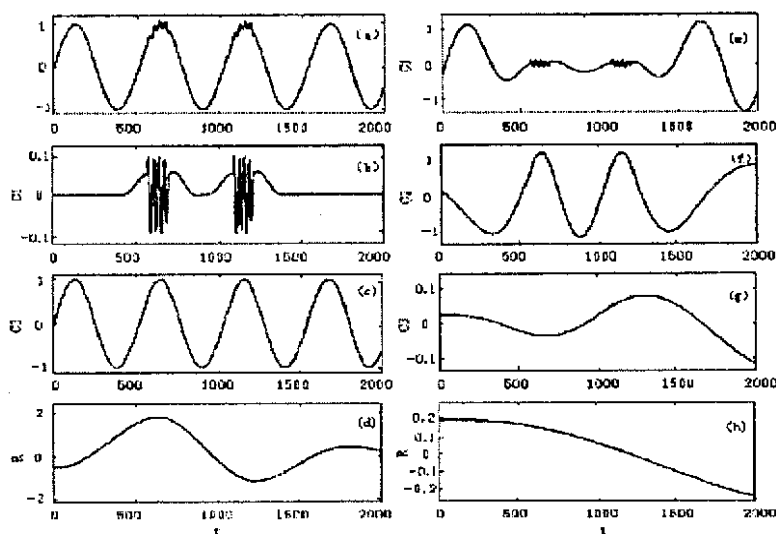


(c)端值处理方法

图 3-2 边界处理效果比较

3.1.5 模态混叠问题

试验表明, EMD 方法在大多数情况下分解的结果都与人们的直观感觉相符合。但试验也发现, 当强信号混有间歇小噪声干扰的情况下, 一般的 EMD 筛选方法的结果不尽如人意。图 3-3 为模态混叠示例图。

图 3-3 模态混叠现象^[37]

如图 3-3 所示, (a)为原信号, (e), (f), (g), (h)为用一般经验筛法分解的结果, 这些分量明显存在模态混叠现象。解决这种模态混叠现象, 可在 EMD 分解时, 对每次分解的尺度(极值点间隔大小)规定上限。采用这种方法得到的结果如图 3-3(b), (c), (d)所示^[37]。

3.2 基于 HHT 的多分辨分析

对于非线性非平稳信号来说, 其信号频率是随时间变化的, 各个时间间隔的频率分布是不一样的, 有时是高频, 有时则是低频。要准确地分析此类信号的频率变化规律, 我们不能再用单一尺度, 或者说单一分辨率来分析这类信号, 而是需要对高频部分采用较高的频率分辨率来分析, 对低频部分则只需用较低频率分辨率来分析就可以了。因此我们在分析非线性非平稳信号时所需要的信号处理方法就需要具备多分辨分析的能力。

多分辨分析, 又叫多尺度分析, 其基本原理是用多个分辨率去分析信号, 即采用多个尺度先将信号分解为相应的多个信号细节, 再进行分析处理。多分辨分析原理与人类的视觉和听觉方式十分接近, 例如, 我们站在月球上看地球, 只能看到地球上的大概轮廓和地球上突出的建筑物, 这就是高频边缘的提取; 当我们站在地球看周围时, 一草一木清晰可见, 这就是低频识别。在整个判断过程中, 我们直接地从物体边缘的变化特征, 即特征尺度得到物体的特征, 在这里, 尺度参数代替了频率参数, 这就是多分辨分析的主要特征之一。

从 EMD 分解过程中, 我们可以看出 EMD 分解总是先将时间尺度较小的, 即频率较高的分量 IMF_1 先提取出来, 再依次由高频到低频将各个 IMF 分量 ($IMF_1, IMF_2, \dots, IMF_n$) 分离出来, 以 $f_{i\max}$ 代表 IMF_i 的最高频率, 那么

$$f_{i\max} > f_{(i+1)\max}, i = 1, 2, \dots, n \quad (3-7)$$

文献[34]中给出了计算各分量的频率分辨率的公式为:

$$\Delta f_i = f_{i\max} / N \quad (3-8)$$

其中 N 表示信号采样数, 因此有:

$$\Delta f_i > \Delta f_{i+1} \quad (3-9)$$

由式 (3-9) 可知, 每个 IMF 分量的频率分辨率是不一样的, 包含高频成份的频率分辨率低, 包含低频成份的频率分辨率高, 而且含有不同频率成份的各

IMF 分量和它们对应的希尔伯特时频谱中的最高频率及频率分辨率都是自适应得到的, 没有使用任何先验知识, 因此 Hilbert-Huang 变换分析具有自适应多分辨分析特性^[34]。

根据以上所述, 可画出 EMD 的频率多分辨分析结构示意图, 如图 3-4 所示。

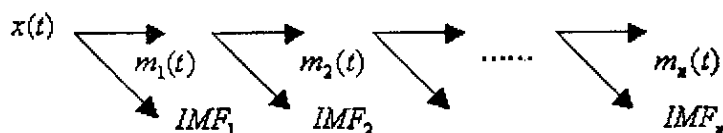
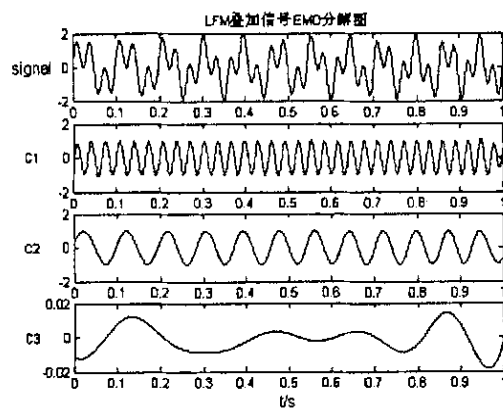


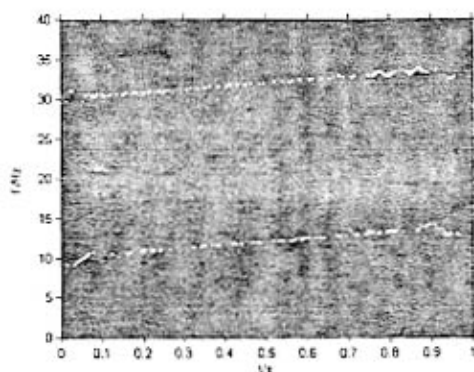
图 3-4 EMD 频率多分辨分析结构图

IMF_i 的最高频率随着 i 由 1 到 n 的增加而减小

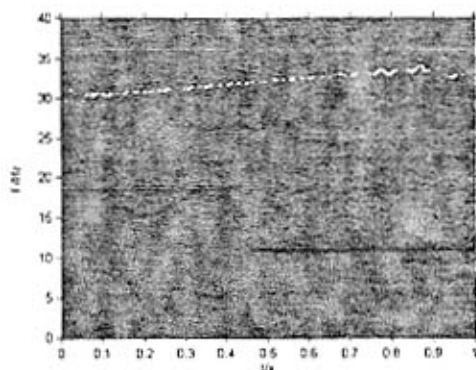
图 3-5 中是根据 HHT 频率多分辨分析原理, 对一叠加的线性调频信号 $\sin(2\pi(10+2t)t) + \sin(2\pi(30+2t)t)$ 进行多分辨分析的仿真结果图^[34]。



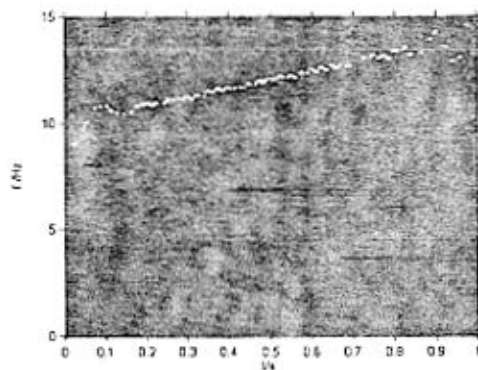
(a)HHT 的信号分解图



(b)HHT 的时频图



(c) 多分辨分析的高频分量时频图



(d)多分辨分析的低频分量时频图

图 3-5 HHT 多分辨分析仿真示意图

图 3-5 (a) 是数据长度 1000 个采样点的原始信号 signal 和 HHT 分解得到的信号分解图, $C1$ 、 $C2$ 为两个 IMF 分量, $C3$ 是一个剩余分量, 这个分解是有物理意义的, 因为它把包含在叠加信号中内含的两个变频信号真实地分解出来。从信号的表达式可知 $C1$ 、 $C2$ 的最高频率分别为 34Hz 和 14Hz。由频率多分辨率分析原理可以得到 $C1$ 、 $C2$ 的频率分辨率分别应为 0.034 和 0.014。图 (b) 是用 HHT 传统方法得到的时频图, 两个不同频率分量的分辨率都是 0.0376, 接近 $C1$ 分量的理论频率分辨率 0.034。而图 (c) (d) 是由 EMD 多分辨率分析得到的时频图, 它们在时频图中表示出的最高频率和频率分辨率都是在分解变换中自适应得到的。图 (c) 中高频分量频率分辨率仍为 0.0376, 但图 (d) 中低频分量频率分辨率却明显提高了, 为 0.0151 与 $C2$ 的多分辨率分析理论频率分辨率 0.014 相近。其误差与信号分解过程中的筛选精度和吉布斯效应有关^[34]。

在 Hilbert-Huang 变换多分辨率分析中, 各 IMF 分量的时间分辨率是不变的, 就等于采样间隔, 而它们的频率分辨率具有高分辨特性。而小波分析中使用的小波基是个带宽信号, 这就降低了小波多分辨率分析的频率分辨率。另外, Hilbert-Huang 变换各分量的时间尺度是从信号自适应提取的, 可以是任意值, 而小波分析的时间尺度和范围要预先选取。因此, Hilbert-Huang 变换多分辨率分析特性要优于小波分析。

HHT 分析方法是通过对信号本身的局部特征进行分析, 从局部特征时间尺度入手, 获得不同尺度特征的有限个 IMF 分量。所谓的局部特征时间尺度是指信号中两邻近极大值点或极小值点的时间间隔, 这点不同于小波分析的特征尺度。借助于小波变换的多尺度分析方法, 我们也可构造出 HHT 的多尺度分析方法。我们可以按图 3-6 中所示, 事先限定各分量的时间尺度, 及尺度的扩张步长, 对信号逐次筛选出各分量。图中是以信号的最小极值时间间隔为最小尺度提取出第一个 IMF 分量, 后续 IMF 分量按前一个 IMF 分量尺度的 2 倍进行提取。这里的尺度扩张步长为 2, 其值可以根据实际情况来确定。

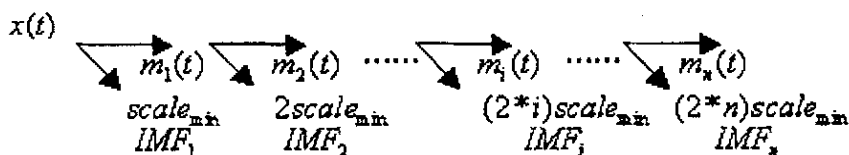


图 3-6 HHT 时间尺度多分辨率分析结构图

HHT 的时间尺度多分辨分析和小波的多尺度分析不同,小波多尺度分析是要事先确定将信号按多少个尺度来分解,分解后的分量是事先确定了的;HHT 多尺度分析则只是确定了时间尺度的扩张步长,其分解后的分量个数 n 仍由信号本身决定,比小波多尺度分析更具自适应性,更能反映信号本身的物理意义。

3.3 基于 HHT 的信号突变点检测

信号的急剧变化之处常是分析特性的最关键处,在各种信号的分析处理中,往往对信号的突变点处特别关注,因为在这些地方常包含有丰富的有用信息,如脑电图的尖波和棘波、心电图中的 QRS 波群,图像中各物体的边沿。在故障诊断中,故障发生时常产生冲击,从而使故障信号含有一些突变点,而这些突变点就携带有故障的发生时间、故障强度等故障诊断中所需要的信息。因此信号的突变点检测就成了故障诊断等应用中的重要一环!

EMD 分解是依据信号本身的信息进行的自适应分解,即其分解过程依赖于信号本身包含的变化信息^[18],能敏感地反映信号的突变,在高频处有着很高的时间分辨率,因而可以用来提取信号的突变点信息。

HHT 信号突变点检测原理: HHT 分析方法具有很好地时频聚集性,通过 EMD 方法从信号的局部特征时间尺度入手,将信号分解成不同特征尺度的有限个 IMF 分量,各 IMF 分量的局部特征时间尺度按分解出的顺序逐次增大,越是先分解出的 IMF 分量的局部特征时间尺度越小,即极值时间间隔越小。另外分解出的 IMF 分量具有实际的物理意义,是一种调幅调频信号,能从幅度和频率上敏感地反映信号的信息,而信号中突变点反映的局部特征时间尺度都很小,即突变点处的两相邻极值点间隔很小,且其相邻的两极大值点和极小值点的幅值差也相对正常信号点要大得多。

同小波变换的模极大值检测突变点类似,本文给出 EMD 检测突变点的准则:对分解后的高频 IMF 分量求极值点,计算相邻极大值点与极小值点的幅值差的绝对值,以及相邻极大值点与极小值点的间隔。极值差的绝对值最大且极值间隔最小处即为信号的突变点的位置。

EMD 法突变点检测步骤如下:

- 1、对信号进行 EMD 分解,求取高频 IMF 分量,通常使用的是最高频 IMF

分量。

- 2、求最高频 IMF 分量的极值点。
- 3、计算相邻极大值点与极小值点的幅值差，取绝对值；并计算其间隔。
- 4、极值差绝对值最大及极值间隔最小处进行定位，通常突变都是瞬间的，因此突变点处的极值间隔一般情况下都只有一个采样间隔，因此取极值间隔最小处的极大值点的位置为突变点的位置。

通常情况下，步骤 2-4 可以简化为：在分解得到 IMF 分量后，可以直接对高频 IMF 分量（通常采用第一个 IMF 分量）求一阶微分，取其模值，模值最大的点即是信号的突变点。如图 3-7 所示，运用 EMD 对一电力系统输电线路故障电压信号进行分解，提取出第一个 IMF 分量，并进行分析处理可提取出其突变点的位置，据此可实现输电线路的故障定位。

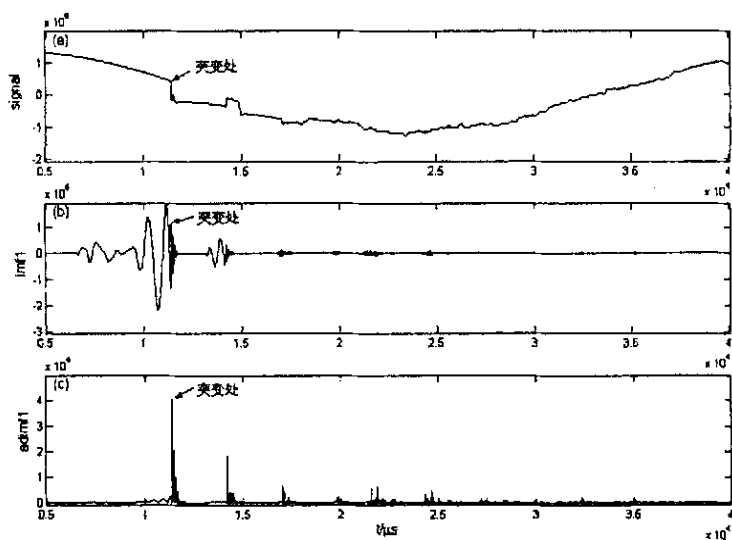


图 3-7 EMD 检测突变点示意图

图(a)为原信号，(b)为 EMD 分解后的第一个 IMF 分量 imf1，(c)为 imf1 一阶微分的模值

3.4 基于 HHT 的滤波与去噪

信号分析方法的一个很重要的应用就是滤波与去噪，而滤波与去噪往往是相关的，在信号分析中，采用有效的方法对信号的时频谱特征进行分析，分离噪声和信号的时频谱区域，再用适当的方法进行滤波，从而可达到信号去噪的

目的。EMD 目前的主要应用是结合 Hilbert 谱分析对信号进行时频分析,在滤波与去噪方面很少见到相关的报道。本节分析 EMD 在滤波与去噪方面的性能。

EMD 是 HHT 的关键步骤,它可以解释为以信号的局部特征时间尺度为度量的筛分 (sift) 过程。通过对信号从最小的局部特征时间尺度进行筛分,从而获得局部最短周期的 IMF 分量,随后,经过层层筛分,我们可获得局部周期长度逐渐增大的多个 IMF,这个过程也体现了多分辨分析的滤波过程^[52]。每一个 IMF 分量通常都具有一定的物理含义,每一个 IMF 都包含一定范围的特征尺度,因此我们可以利用这个特征对信号进行滤波,由此我们可以构造一种新的滤波器,它不是基于频域的,而是基于局部特征时间尺度参数,称其为时空滤波器^[20,52]

(time space filter)。当含噪信号 $x(t)$ 经 EMD 分解后,如第二章中所述,信号可表示为:

$$x(t) = \sum_{i=1}^n c_i(t) + r_n(t) \quad (3-10)$$

此时,低通滤波器可以表示为:

$$X_{lk}(t) = \sum_{i=k}^n c_i(t) + r_n(t) \quad (3-11)$$

高通滤波器则可表示为:

$$X_{hk}(t) = \sum_{i=1}^k c_i(t) \quad (3-12)$$

同样的,带通滤波器可表示为:

$$X_{bk}(t) = \sum_{i=b}^k c_i(t) \quad (3-13)$$

该滤波器基于信号的分解分量 IMF,因此这种滤波器充分保留了信号本身的非线性和非平稳特征,(3-11)、(3-12)、(3-13) 式中的 k 为滤波器的截断参数,其取值要根据不同信号的具体情况来确定。图 3-8 是运用以上滤波器对一测试信号进行滤波的结果,这种滤波方法同样能够获得较满意的效果。

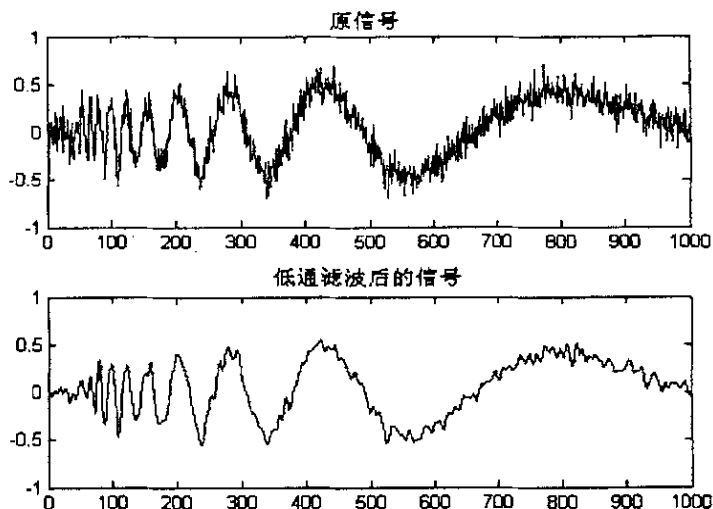


图 3-8 测试信号的低通时空滤波效果 ($k=2$)

上面介绍的时空滤波器可以用来减少或消除信号中混杂的噪声成分。当噪声为一个或多个 IMF 分量时, 得用时空滤波器就能够消除。但对于噪声同信号在 IMF 分量中混叠即频率交叉的情况, 直接利用上面的方法将无法去除噪声。另外, 去噪时应该去掉哪几个 IMF 分量, 要根据具体的信号来定, 即经常要在将信号分解之后再进行后验处理。这时, 我们可以借鉴类似小波变换中的阈值去噪方法^[26], 对每一个 IMF 分量作阈值处理后进行信号重构, 这种方法可称为 EMD 阈值去噪^[44,45,53]。

对含高斯白噪声信号的各 IMF 分量进行软件阈值处理, 其相应的阈值采用下式计算^[45]:

$$Thr_j = \sigma_j \sqrt{2 \log(L)} \quad (3-14)$$

其中, σ_j^2 为各 IMF 分量所含噪声分量的方差, 由式 (3-15) 计算而得; L 为各 IMF 分量的长度。

$$\sigma_j = \text{Median} \left\{ \left| IMF_j(t) - \text{Median} \{ IMF_j(\tau) \} \right| \right\} \quad (3-15)$$

$$\hat{C}_j(t) = \begin{cases} IMF_j(t) - Thr_j & \text{if } IMF_j(t) \geq Thr_j \\ 0 & \text{if } |IMF_j(t)| < Thr_j \\ IMF_j(t) + Thr_j & \text{if } IMF_j(t) \leq -Thr_j \end{cases} \quad (3-16)$$

采用式 (3-16) 对含噪声 IMF 分量进行阈值处理得 $\hat{C}_j(t)$ ，对处理后的 $\hat{C}_j(t)$ 进行叠加重构即可获得去噪后信号。

本文中的 EMD 阈值去噪法，只对 EMD 分解得出的前几个 IMF 分量进行软阈值处理，因为 EMD 分解中，信号的噪声通常只分布在最先分解出的几个 IMF 中，实验中取 IMF 分量中的前 $[N/2]$ 个，其中 N 为总的 IMF 个数。图 3-9 为用 EMD 软阈值去噪的结果。

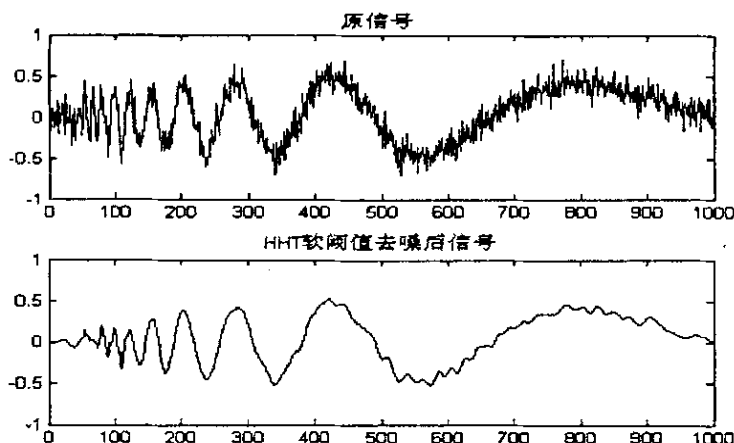


图 3-9 测试信号的 HHT 软阈值去噪

此外，我们也可以考虑结合其它传统的去噪思想，如平滑滤波、中值滤波等来分析 EMD 的去噪性能。下面就结合平滑滤波思想和中值滤波思想，说明两种 EMD 滤波器的实现：

首先，我们将 EMD 与平滑滤波结合设计的滤波器称为 EMD+SG 滤波器^[45]（因为本文采用的是 Savitzky-Golay 滤波器，也可采用其它平滑滤波器）：将信号用 EMD 分解成有限个 IMF 分量，再用 Savitzky-Golay 滤波器对各个 IMF 进行滤波处理，最后利用滤波处理后的各个 IMF 进行信号重构，即得用该滤波器滤波后的信号。

同理，可结合中值滤波思想^[21]，设计 EMD 滤波器（EMD+MED 滤波器）：对分解后的各个 IMF 分量进行中值滤波，再根据滤波处理后的各 IMF 分量进行

重构。

图 3-10 为分别运用 EMD+SG 滤波器和 EMD+MED 滤波器对上述测试信号进行滤波处理的仿真结果。图 3-11 至 3-13 则为上述三种滤波方法对另外三种测试信号的滤波效果比较图。

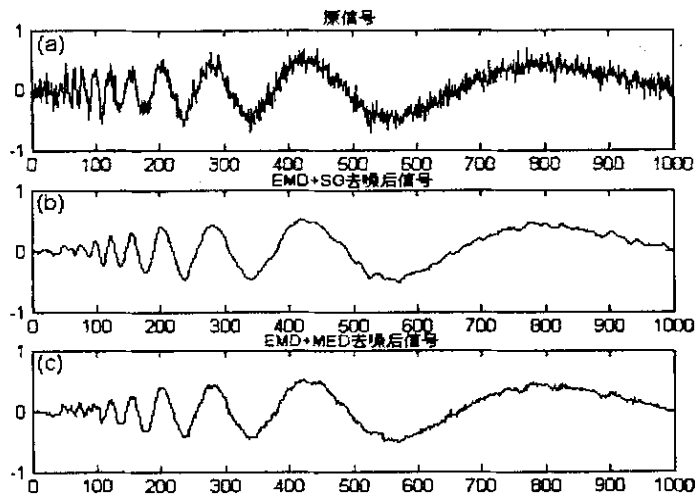


图 3-10 两种滤波方法对测试信号的去噪比较

注：(a) 加噪测试信号 (b) EMD+SG 去噪结果
(c) EMD+MED 去噪结果

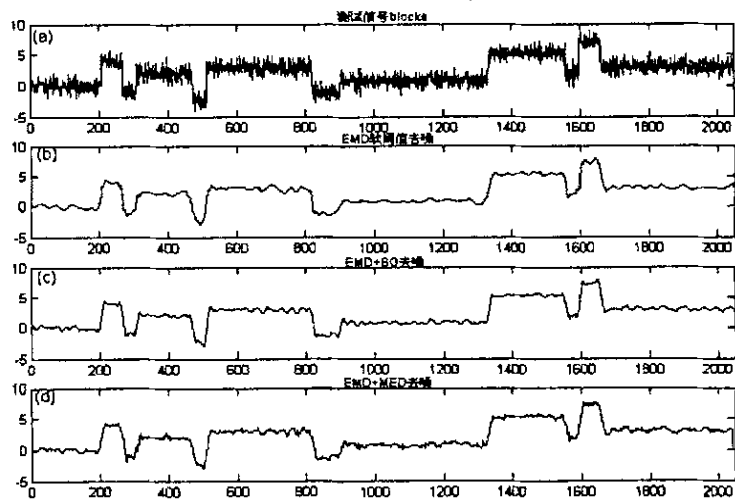


图 3-11 三种滤波器对测试信号 blocks 的去噪比较

注：(a) 加噪测试信号 blocks (b) EMD 软阈值去噪结果
(c) EMD+SG 去噪结果 (d) EMD+MED 去噪结果

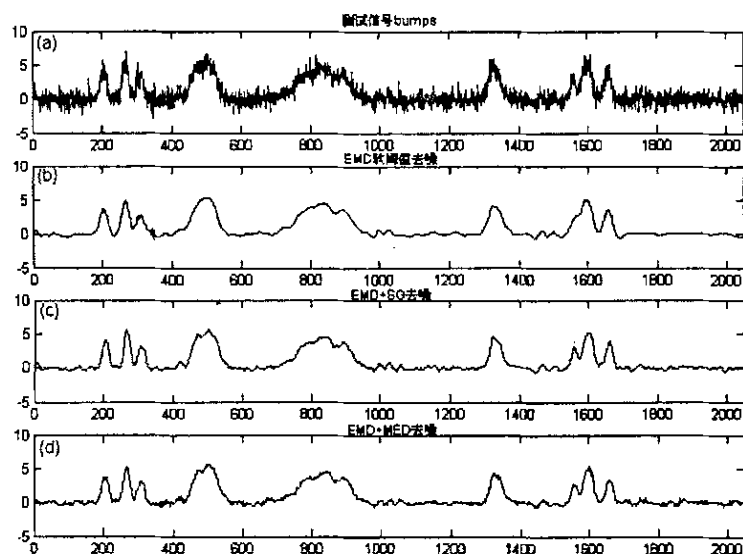


图 3-12 三种滤波器对测试信号 bumps 的去噪比较

注：(a) 加噪测试信号 bumps (b) EMD 软阈值去噪结果

(c) EMD+SG 去噪结果 (d) EMD+MED 去噪结果

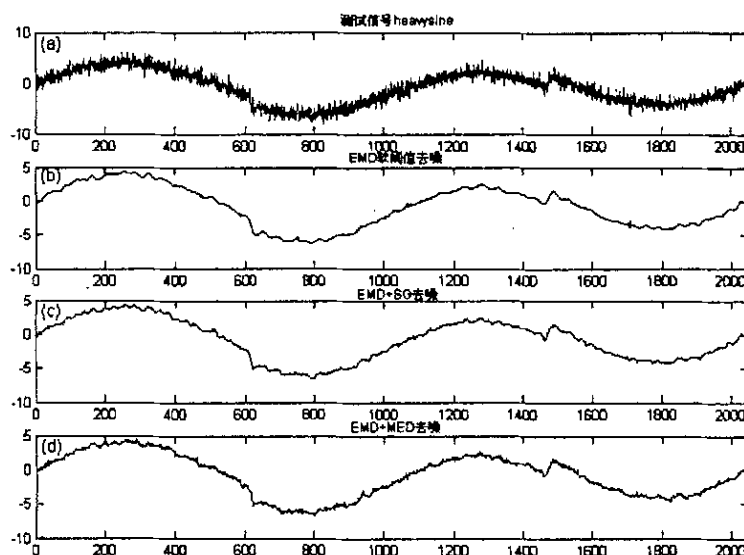


图 3-13 三种滤波器对测试信号 heavy sine 的去噪比较

注：(a) 加噪测试信号 heavy sine (b) EMD 软阈值去噪结果

(c) EMD+SG 去噪结果 (d) EMD+MED 去噪结果

图 3-11 至 3-13 所示的是,用 EMD 软阈值去噪、EMD+SG 去噪和 EMD+MED

去噪分别对另外几种测试信号进行去噪比较，每种测试信号的 SNR 都是 2dB。测试信号由小波工具箱中的函数产生，噪声均为加性高斯白噪声。

由以上的仿真结果图分析可知，EMD 软阈值去噪法、EMD+SG 去噪法和 EMD+MED 去噪法都能实现信号的噪声去除，改善信号的信噪比，其中 EMD+SG 与 EMD 软阈值去噪效果较好，EMD+MED 去噪则要弱些，因为中值滤波主要适合于脉冲噪声的去除。EMD 软阈值去噪是全自动的去噪方法，而 EMD+SG 和 EMD+MED 去噪也只是要事先确定分析窗的大小就可以了。

3.5 小结

本章首先分析了 HHT 研究中尚存在的一些问题及其解决方法，提出了一种新的边界处理方法——边界局部特征尺度延拓法，仿真实验表明在一般情况下，该方法能取得较好的边界处理效果；对 HHT 的应用研究做了一定的工作，分析了 HHT 在多分辨分析、信号突变点检测和滤波与去噪等方面的应用，并仿真验证之。

第 4 章 HHT 的应用研究

4.1 HHT 在电力系统信号处理中的应用

暂态信号分析是电力系统故障诊断及暂态保护的基础和依据。电力系统涉及的各种暂态信号大多属于非平稳信号,传统的 Fourier 变换由于其全局变换特性,无法反映这些信号的时变特征,也就不能准确地描述和提取到所需的信息,不适合用于分析这类非平稳的暂态信号;需要用在时域和频域都有较高分辨率的时变信号分析方法来提取相关信息。而小波变换虽然具有“显微镜”之美誉、且应用广泛,但其本质上是一种窗口可调的 Fourier 变换,是在 Fourier 变换的基础上发展起来的,仍未根本摆脱 Fourier 变换的局限性。本节分析了 EMD 方法在暂态信号分析中的应用。

4.1.1 基于 HHT 的电力系统暂态信号分析

1、电力系统谐波信号检测

谐波在电力系统中是大量存在的,它的存在往往使一些方法失效或精度大大降低,准确地检测出信号中存在的各次谐波,有助于进一步的处理及处理的准确性^[22-25]。

电力系统的基波是频率为 50Hz 的正弦信号,其它频率为 50Hz 整数倍的信号则是各次谐波。由于 HHT 具有多分辨分析性,我们可以用来分析检测电力系统谐波信号。下面用 HHT 方法来分析一仿真带谐波的电流信号。

$$s(t) = \sum_{i=1}^n A_i \sin 2\pi m_i f t \quad (4-1)$$

其中, m_i 为谐波的阶次, A_i 为各次谐波的幅值, $f=50\text{Hz}$ 。仿真中 m_1 、 m_2 、 m_3 分别取 1、3、5; A_1 、 A_2 、 A_3 分别取 1、0.5、0.3; 采样频率为 2000Hz。

图 4-1 为仿真信号及其 EMD 分解后的各个 IMF 分量,图 4-2 为根据 C1、C2、C3 求出的瞬时频率值,从图中可以看出, C1、C2、C3 分别是 5 次谐波、

3 次谐波和基波, 说明 EMD 分解能将各次谐波准确地检测出来。

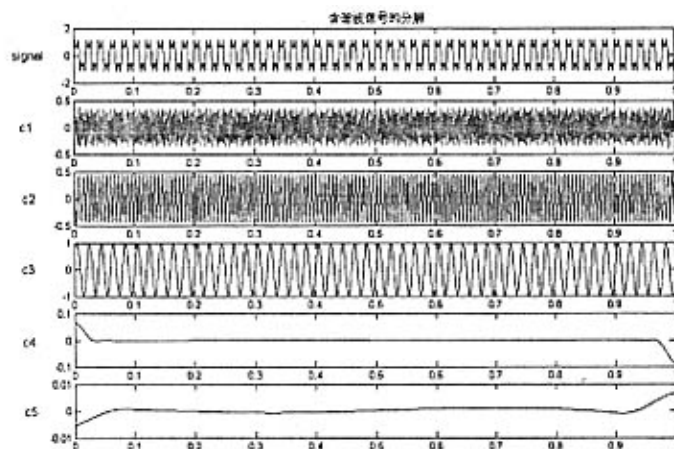


图 4-1 仿真信号及其各 IMF 分量

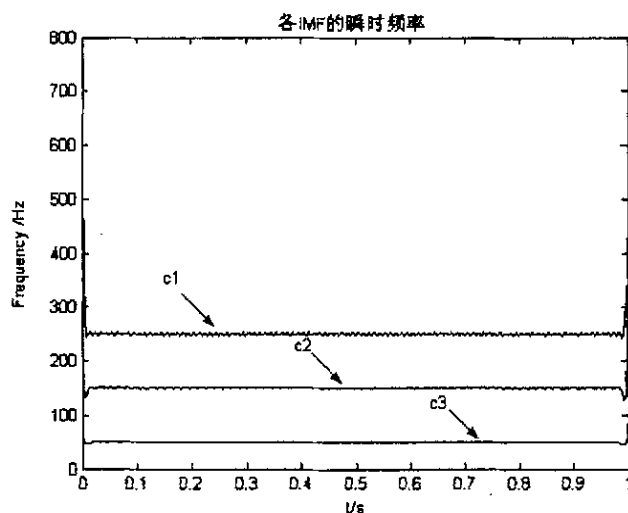


图 4-2 各次谐波的频率

图 4-3 是一短时失真谐波失真信号的 EMD 分解结果图, 图 4-4 是其分解的 Hilbert 谱分析结果。仿真时间 0.2s, 谐波失真时间 0.04s 至 0.16s, 为三次谐波失真。采样率为 3200Hz。由图 4-4 的 Hilbert 谱中可以清楚地看出谐波失真时间及失真的谐波阶次^[23]。

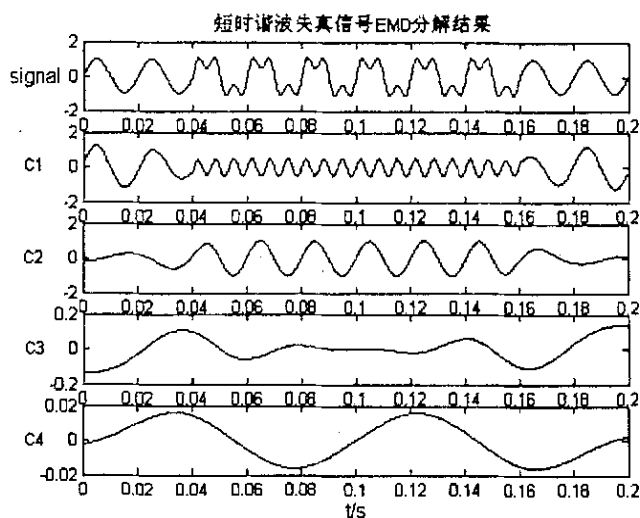


图 4-3 短时谐波失真信号的 EMD 分解结果

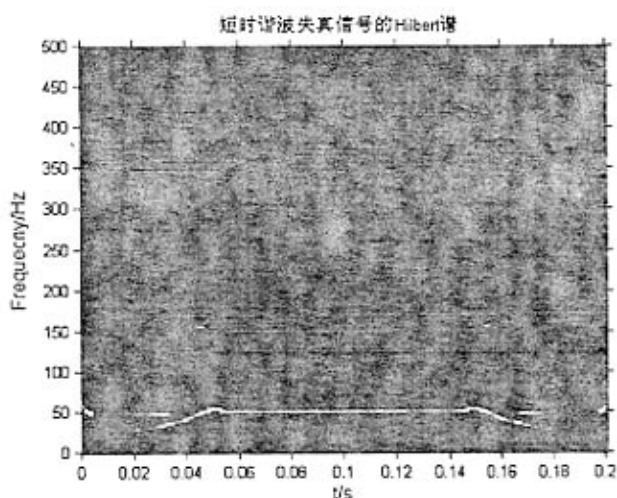


图 4-4 短时谐波失真信号的 Hilbert 谱

2、电能质量检测的 HHT 分析方法

电能质量问题主要包括谐波畸变问题和电力系统发生故障及投切操作等所伴随的暂态现象，如电压凹陷、电压凸起、电压间断、暂态震荡、暂态脉冲等。对于电力系统中的暂态现象不少学者提出了许多采用小波技术解决这个问题方法，并取得了较好的效果，但是小波变换的分析效果极大程度依赖于小波基的选择。对于谐波的检测方法已经有许多文献进行了深入的研究，常用的谐波检测方法是快速傅立叶变换(FFT)。存在的问题是：计算量大，实时性不够好，而且对间谐波的检测有频谱泄漏和栅栏现象等缺点^[22-25]。

电压凹陷信号 $v_1(t)$ 如图 4-5 所示。取采样频率 3200Hz, 扰动发生和终止时刻是 0.12s 和 0.22s, 扰动幅度为 0.5。显然 $v_1(t)$ 满足 IMF 条件, 可以直接用 Hilbert 变换求瞬时频率, 见图 4-5(b), 从图中可以清楚地由频率突变处得到扰动发生和终止时间。图 4-5(c) 是信号的 Hilbert 幅值谱图, 由图中可以看出正常和扰动时间范围内的幅值。

用同样的方法可以检测电压凸起信号 $v_2(t)$ 、电压间断信号 $v_3(t)$ 的时频特征信息。见图 4-6 和图 4-7。

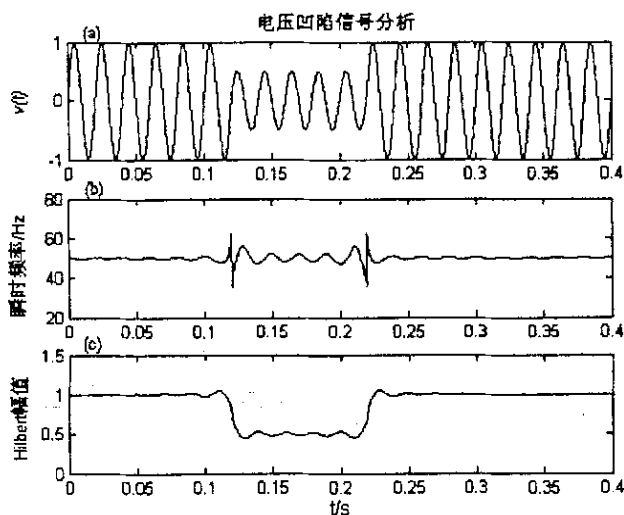


图 4-5 电压凹陷信号 $v_1(t)$ 的 HHT 分析

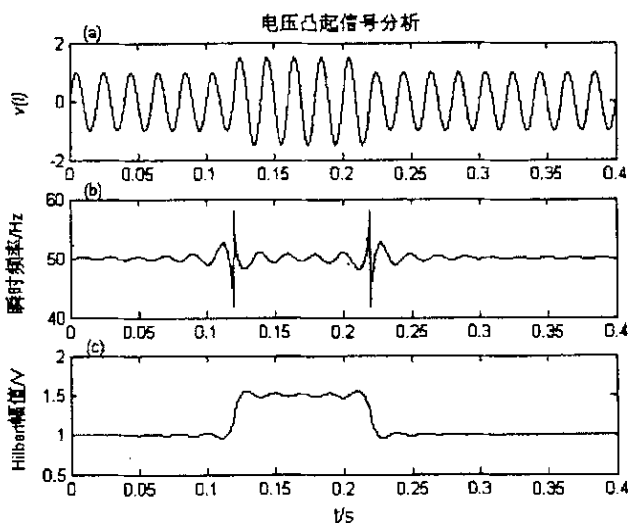
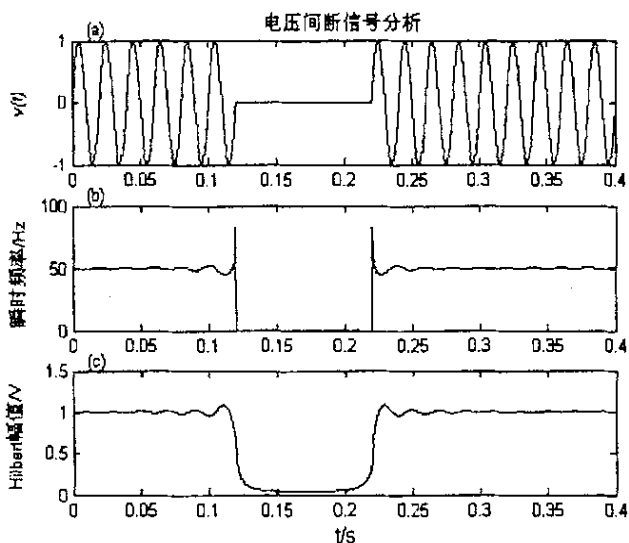


图 4-6 电压凸起信号 $v_2(t)$ 的 HHT 分析

图 4-7 电压中断信号 $v_3(t)$ 的 HHT 分析

分析图 4-5、4-6、4-7 可知：以上 3 类信号在扰动作用时间内只是发生了幅值的改变，除发生和终止点外，各段时间信号都是连续的，且为基波频率(50Hz)，只有在突变点处有高频突变。图中的扰动作用与结束时刻均为信号的拐点，从图中可知对信号的拐点，HHT 的定位精度很高。

前面所分析的三种扰动信号，均没有考虑谐波的存在。谐波存在时往往使小波变换等方法失效或精度大大降低，图 4-8、4-9 是我们用 HHT 分析包含 5 次谐波的电压凹陷信号，对于确定电压扰动和终止时刻，可运用 3.3 节中信号突变点检测方法对 C2 瞬时频率曲线或幅值曲线进行检测，计算出的结果是：0.1195s 和 0.2205s。由此可以得出，用 HHT 方法仍可较为精确地检测出扰动的起止时间。

通过对这两小节的仿真结果进行分析，说明 HHT 分析方法在谐波信号提取和分析以及在电能质量检测中的应用等都能取得较好的效果，HHT 在电力系统暂态信号分析中有较好的应用前景。

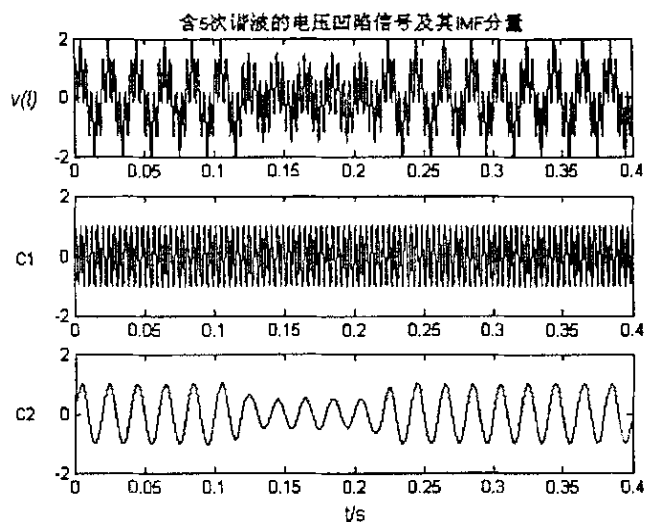


图 4-8 含 5 次谐波电压凹陷信号及其 IMF 分量 C1、C2

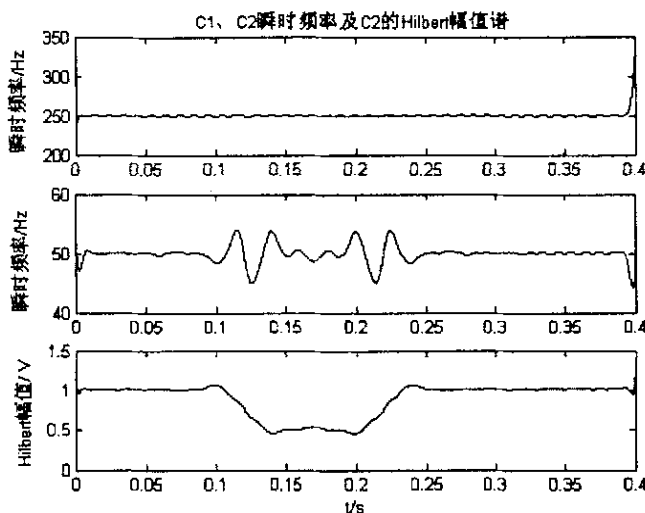


图 4-9 C1、C2 的瞬时频率及 C2 的 Hilbert 幅值谱

注：(a)C1 瞬时频率；(b)C2 瞬时频率；(c)C2 的 Hilbert 幅值谱

4.1.2 超高压输电线路的 EMD 故障测距方法研究

超高压输电线路是电网中的重要设备，研究快速、准确的故障定位装置对于及时排除故障、消除隐患、恢复电网的安全经济运行有着十分重要的作用。本章提出利用 EMD 进行故障测距的方法设想，并利用 MATLAB 对一实际超高压输

电线路模型进行仿真，用 EMD 故障测距法对超高压输电线路进行故障定位及测距分析。

1、行波故障测距原理

行波法是根据行波传输理论实现输电线路的故障测距方法，输电线路行波故障测距方法的发展经历了早期和现代两个阶段，其区别主要在于实现方式及行波检测手段不同，行波法自提出之后，由于受技术手段的限制，未能在电力系统推广应用。直到 20 世纪 90 年代，行波测距法和行波保护才重新受到众多研究者和工程师们的关注，即现代行波测距法(MTWFL)，其发展基础是电力系统电磁暂态计算理论、现代微电子技术、全球定位系统(GPS)技术、现代通信技术和现代数字信号处理(DSP)技术等的发展，尤其是小波分析及相关理论在工程领域的广泛应用，有力地推动了现代行波故障测距(MTWFL)技术的发展和应用[51,58,59,61]。

当输电线路某一点发生故障时，会产生向线路两端传播的行波，这个过程可以利用叠加原理进行分析，即将其视为正常负荷状态和故障附加状态的叠加。故障附加状态下的电流电压称为故障分量，它相当于系统电势为零时，在故障点叠加了一个与该点故障时刻工频电压幅值大小相等方向相反的电压。在这个电压作用下将产生由故障点向线路两端传播的行波。显然，由故障产生的电压、电流行波的幅值与故障发生时刻该处电压的相位有很大关系，但对行波的突变及其极性没有影响。初始行波将以接近光速的速度向两个相反的方向传播，并在故障点和系统中其它波阻抗不连续点不断地反射和透射，直到进入稳态。

超高压输电线路故障测距主要有两种基本方法：阻抗法和行波法。阻抗法和行波法又都包括单端法和双端法。由于电流互感器能较好地传变高频信号，所以通常采用电流行波进行故障测距。

2、EMD 故障测距方法

在行波传输理论中，行波只在线路参数不同的地方（故障点或母线终端处）发生折射或反射，在线路上的传播则具有固定波速。输电线路发生故障后，电信号发生突变，形成暂态行波，经故障点或母线终端折反射后，由采集终端提取到的暂态行波信号相应地就具有一些突变、奇异点。在第三章中，我们对 EMD 检测信号突变点的能力做了仿真分析，说明 EMD 能很好地检测到信号的突变点，因此，EMD 故障测距方法就是采用 EMD 方法对提取到的暂态故障行波信

号进行分析处理,对行波中这些突变、奇异点进行定位,从而求出其时间间隔,算得故障距离^[63]。如图 4-10 所示,一段输电线路 MN,行波采集终端设在 M 端,带箭头实线表示故障点 1 产生的行波传播路径,带箭头点虚线则表示故障点 2 产生的行波传播路径。 t_{11} 、 t_{21} 分别是故障点 1 和故障点 2 发生故障后,故障初始行波到达 M 端的时间; t_{12} 、 t_{22} 则分别表示故障行波经故障点 1 和经母线 N 反射后到达 M 端的时间; t_{11} 、 t_{12} 、 t_{21} 、 t_{22} 可根据 3.3 节所述突变点检测步骤编写程序计算而得。若行波波速为 v ,则可求得故障距离 x_1 为

$$x_1 = v \times (t_{12} - t_{11}) / 2 \quad (4-2)$$

同理求得故障距离 x_2 为

$$x_2 = MN - v \times (t_{22} - t_{21}) / 2 \quad (4-3)$$

当故障点位于靠近 M 端半区内时,采用 (4-2) 式计算故障点至采集终端 M 处的距离;当故障点位于靠近 N 端半区内时,则用 (4-3) 式计算。故障点的半区位置可通过行波波头与突变点的极性是否相同来判断,若其极性相同,则故障点位于靠近 M 端半区内,否则位于靠近 N 端半区内^[46]。

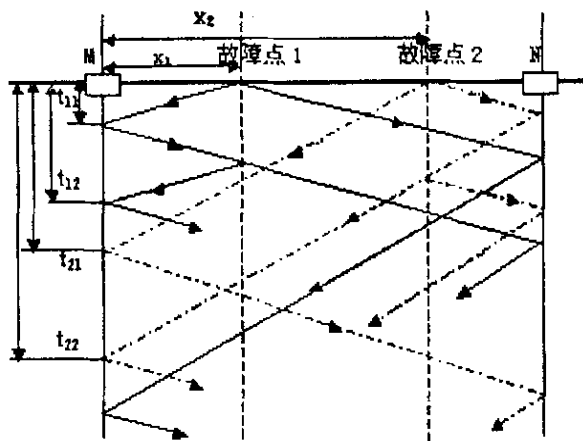


图 4-10 输电线路故障行波传播示意图

EMD 分解是依据信号本身的信息进行的自适应分解,因此对故障信息十分敏感。由于最高频率分量最能直观而敏感地体现信号的突变信息,且 IMF_2 以后的各个分量在突变点处的突变程度都或多或少有些弱化,所以选用 IMF_1 才能更好地定位突变点。因此在应用 EMD 对输电线路暂态故障信号进行分析时,只需根据 IMF “筛选” 方法的前三步,提取出暂态故障信号的最高频率分量 (IMF_1)。通过计算 IMF_1 分量的各突变点极值差,求得极值差为最大的点,从而确定行波波头及突变点的时刻,然后根据 (4-2) 式或 (4-3) 式即可求得故障距离。

3、EMD 故障测距仿真实验分析

实验中, 用 MATLAB 对一实际的 500kV 输电线路模型 (图 4-11 所示) 进行仿真, MN 两端之间为 200km, F 处为故障发生点。仿真时, 行波波速为 $2.3624 \times 10^8 \text{ m/s}$, 采样频率为 1MHz, 选用暂态电流行波的模电流 $I_m(I_m = I_a + I_c - 2I_b)$ 为研究对象。

仿真实验中, 我们选用 db3 小波基, 运用文献[15]中小波测距方法对故障暂态信号进行故障测距同 EMD 故障测距方法作比较, 实验中只用第一层高频小波系数 d1, 以方便同 IMF_1 进行比较, 图 4-12 至 4-18 分别是在电压过峰值、过零及高阻时故障状态下的测距仿真分析图。

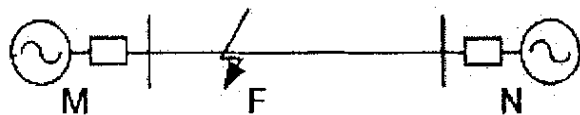


图 4-11 仿真系统接线图

图 4-12 是故障点距 M 端为 85km, 在电压过峰 ($t=5\text{ms}$) 时, A 相发生接地故障产生的暂态电流行波信号经 EMD 分解后提取出的 IMF_1 分量图及小波分解后的第一层小波分量图。细节放大图中可清楚看出, 突变时间较仿真设定故障时间 ($t=5\text{ms}$) 有一个延迟, 这是因为图中突变时刻为暂态行波传播到采集终端的时刻, 这个延迟恰好是暂态行波从故障点到采集终端的传播时间^[17,59]。对经过 EMD 分解后的 IMF_1 进行分析处理, 可精确定位暂态行波信号的前两个波头到达采集终端的时刻, 得出这两者的时间间隔后, 运用 (4-2) 式或 (4-3) 式即可得到故障距离。

由图 4-12 可看出前两个突变点突变方向是相同的, 显然故障点 F 位于靠近 M 端半区内。所以应用 (4-2) 式计算故障距离。仿真实验中, 由 EMD 测距方法获得 t_{11} 和 t_{12} 间隔是 720 个采样间隔, 即 0.72ms, 计算出的距离是 85.05km, 误差仅为 50m; 由小波变换模极大值测距计算而得的 t_{11} 和 t_{12} 间隔是 720 个采样间隔, 计算出的距离同 EMD 测距方法一致。

图 4-13 则是 F 距 M 端 115km, A 相发生接地故障 ($t=5\text{ms}$) 时, 暂态电流行波信号的 IMF_1 分量图。图中不难发现前两个突变点突变方向是相反的, 这是由于故障点 F 位于靠近 N 端半区内的缘故。因此要用 (4-3) 式计算故障距离。仿真实验所得 t_{21} 和 t_{22} 的间隔是 720 个采样间隔, 即 0.72ms, 计算出的距离是

114.95km, 与实际距离相比, 相对误差为 0.043%。

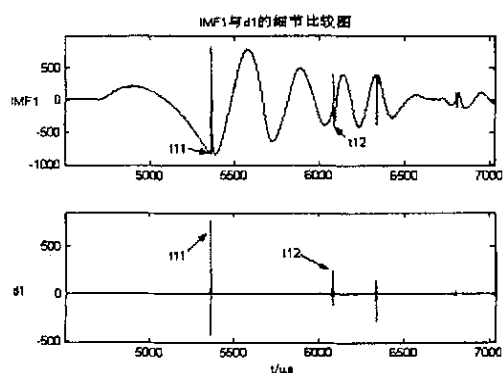


图 4-12 $t=5\text{ms}$, F 距 M 端 85km

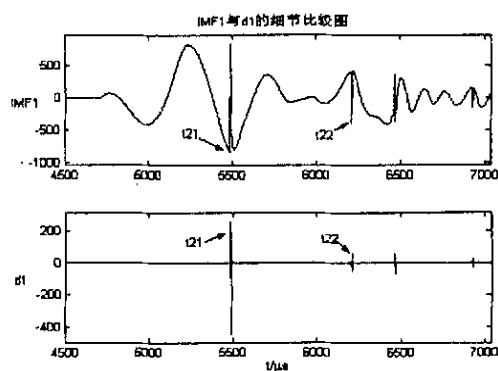


图 4-13 $t=5\text{ms}$, F 距 M 端 115km

图4-14、图4-15分别是 $t=10\text{ms}$ （电压过零）时，A相发生接地故障产生的暂态电流行波的 IMF_1 与 d_1 细节比较图，由图中可以看出，电压过零时，得到的 IMF_1 与 d_1 的幅值要比电压过峰值时小得多，但仍能实现精确故障测距。

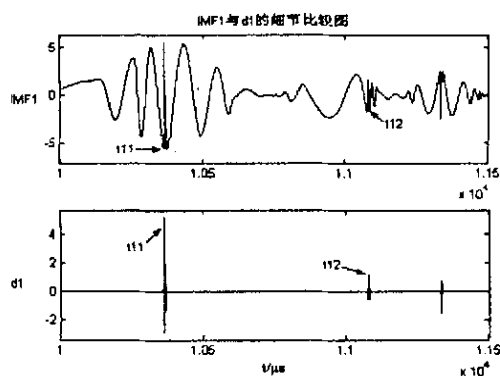


图 4-14 $t=10\text{ms}$, F 距 M 端 85km

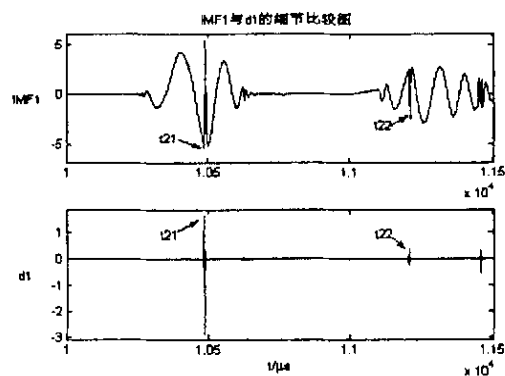


图 4-15 $t=10\text{ms}$, F 距 M 端 115km

图 4-16、图 4-17 分别是 $t=5\text{ms}$ ，发生高阻故障（ 200Ω ）时的 IMF_1 与 d_1 细节比较图，同图 4-12、图 4-13 相比较可以看出，高阻故障时得到的波形幅值要小一些。

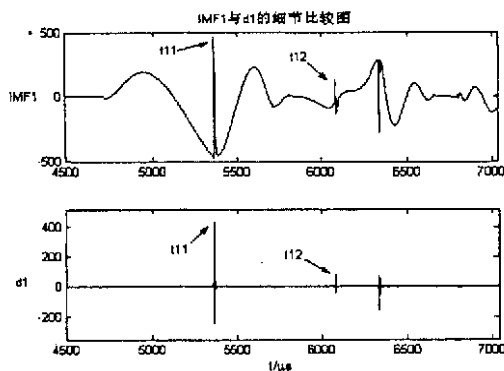
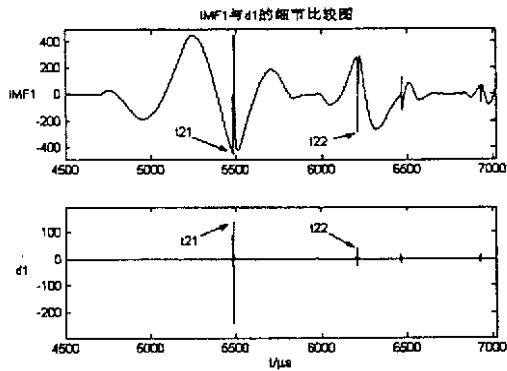
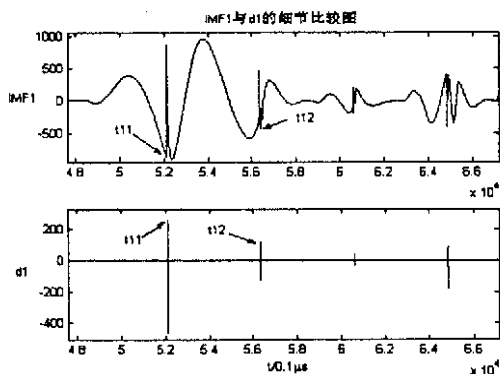
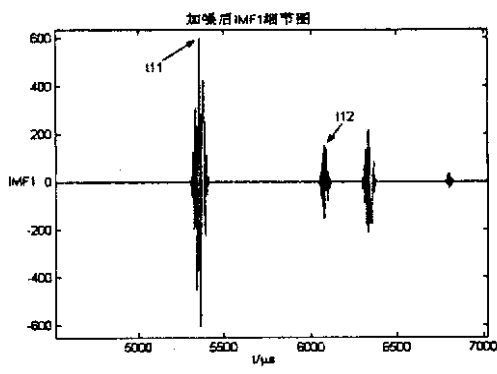
图 4-16 $t=5\text{ms}$, F 距 M 端 85km图 4-17 $t=10\text{ms}$, F 距 M 端 115km

图4-18是采样频率为10MHz，故障点距M端为50km，发生A相接地故障（ $t=5\text{ms}$ ）时，暂态电流行波信号的 IMF_1 分量图，测得的 t_{11} 和 t_{12} 的间隔是4232个采样间隔，即0.4232ms，计算出的距离是49.99km，误差仅为10m。显然，采样频率越高，故障测距的精度也就越高，当采样频率为200MHz时，误差可达到 $\pm 1\text{m}$ 以内，但EMD分解耗时要多一些。

图4-19则为图4-12中所对应的暂态电流信号加高斯白噪声至-2dB后，经EMD分解出的 IMF_1 分量，经计算而得 t_{11} 和 t_{12} 间隔是720个采样间隔，同图4-12所得一致，测距结果为85.05km。由此可以看出EMD在这方面有一定的抗噪性，仍可在较强干扰下实现故障测距。当然，当电压过零时，由于突变能量衰减很大，突变点跟强干扰噪声无法明显区别出来，也就不能准确地定位故障点。

图 4-18 $t=5\text{ms}$, F 距 M 端 50km图 4-19 $t=5\text{ms}$, F 距 M 端 85km

本节将 HHT 分析方法引入电力系统信号处理中，分析了 HHT 在谐波信号分析及电能质量检测中的应用；借助 HHT 良好的时频聚集性及突变点检测能力，

提出了一种基于 EMD 的超高压输电线路故障定位与测距新方法, 从仿真实验结果看来, 效果良好。

4.2 基于 HHT 的脉内调制信号分析

4.2.1 雷达脉内调制信号的 HHT 分析

在现代复杂多变的电磁对抗环境下, 无源探测系统中雷达信号脉内调制特征是重要的分选和识别参数, 因此脉内调制特征是当前信号细微特征提取和分析技术的重要研究内容。脉内调制通常包括脉内频率调制、相位调制、幅度调制。通过对脉内信息的提取和分析, 可以得到信号脉内的频率调制特性、相位编码规律、子码宽度等信息, 由此来识别出雷达信号的脉内调制方式。由于脉内调制信号通常是时变信号, 单纯利用时域或者频域分析方法难以得到充分、准确的信息, 因此常采用时间-频率联合分析方法, 如短时傅立叶变换 (STFT)、维格纳-威利分布 (WVD) 等时频分析方法来提取雷达信号的脉内细微特征, 从而识别出雷达信号的脉内调制方式。本章将 HHT 这一新的时变信号处理方法引入脉内调制信号分析中, 研究基于 HHT 的雷达脉内调制分析, 并仿真实验分析验证之^[57,60]。

1、几种典型的雷达脉内调制信号

对雷达信号脉内调制分析的主要目的是: 识别脉内调制的类型和检测脉内调制的参数。目前雷达信号所采用的脉内调制主要分为: 单载频、多载频分集、多载频编码、线性调频、二相编码和多相编码等^[29-31,57,60]。

a. 单载频信号

$$s(t) = \begin{cases} Ae^{j(2\pi f_0 t + \varphi)} & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{其它 } t \end{cases} \quad (4-4)$$

其中 A 为振幅, f_0 为载频, 初相为 φ , T 为脉冲宽度。

b. 线性调频信号

$$s(t) = \begin{cases} Ae^{j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2}\mu t^2)} & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{其它 } t \end{cases} \quad (4-5)$$

μ 为调频斜率, f_0 为起始频率, T 为脉冲宽度。

c. 相位编码信号

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} A \text{rect}[t - i\Delta T, \Delta T] e^{j(2\pi f_0 t + \varphi_i)} \quad (4-6)$$

式中 N 为子码数, ΔT 为子码宽, φ_i 在二相编码时取 0 或 π , 四相编码时取 0、 $\pi/2$ 、 π 或 $3\pi/2$ 。

d. 频率编码信号

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} A \text{rect}[t - i\Delta T, \Delta T] e^{j(2\pi f_i t + \varphi_0)} \quad (4-7)$$

式中 f_i 为频率码组, 子码宽为 ΔT 。

e. 频率分集信号

$$s(t) = \begin{cases} \sum_{i=1}^N A e^{j(2\pi f_i t + \varphi)} & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (4-8)$$

其中 N 为分集数。

2、基于 HHT 的雷达信号脉内特征分析

由于 HHT 方法具有良好的时频聚集性能, 可以对信号的任意细节加以分析, 具有很强的局部描述能力。根据 Hilbert 谱图的定义可知, Hilbert 谱图可以描述信号的能量、瞬时频率随时间变化的情况。由于雷达信号一般不使用脉内幅度调制, 在对雷达信号进行脉内调制分析中, 我们感兴趣的是信号瞬时频率随时间变化的规律, 因此可以用 Hilbert 谱图来描述雷达脉内调制信号的瞬时频率随时间变化的规律, 从而反映出雷达脉内调制信号的调制方式。

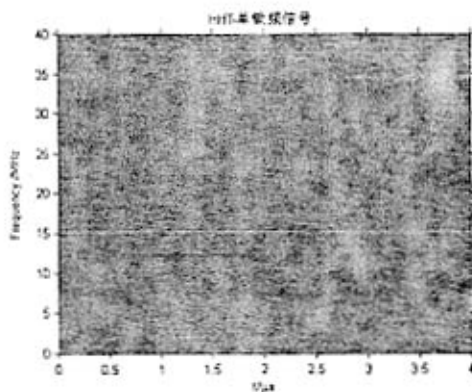
基于 HHT 的雷达信号脉内特征分析, 就是运用 HHT 方法对雷达信号进行分析处理, 提取雷达信号的脉内特征, 从而获知信号的脉内调制方式。首先运用 EMD 对雷达脉冲信号进行分解, 对分解后各分量进行 Hilbert 变换, 就可绘制出 Hilbert 谱图, 描述出信号瞬时频率随时间变化的规律, 从而得到信号的脉内特征, 最后根据脉内特征确定信号的脉内调制方式。此外, 对于含噪雷达脉内信号的分析, 分析前应该先进行去噪处理, 再进行基于 HHT 的脉内特征分析, 去噪处理可采用第三章所述的 EMD+SG 去噪方法。该方法对于非平稳信号的去噪有较好的作用, 能较好地提高信号的信噪比。

3、仿真实验及结果分析

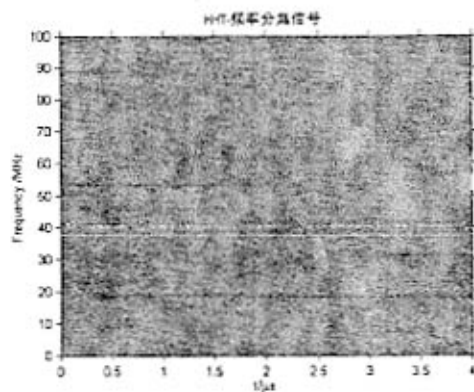
根据上一节所描述的分析步骤,对如下雷达脉内调制信号(①~⑥)进行了仿真,采样频率为 1000 MHz,信噪比均为 10dB 或是 10dB。

- ① 单载频信号:载频 20 MHz,码宽 4 μ s;
- ② 频率分集信号:分集频率 10/20/40 MHz,脉宽 4 μ s;
- ③ 线性调频信号:频率 20~36 MHz,脉宽 4 μ s,斜率 4 MHz/ μ s;
- ④ 频率编码信号:编码频率 20/25/30/15 MHz,子码宽度 2 μ s;
- ⑤ 二相编码信号:载频 20 MHz,子码宽度 1 μ s,13 位 Baker 码相位变化规律为: [0000011001010], 0 和 1 分别代表相位变化 0° 和 180° ;
- ⑥ 四相编码信号:载频 20 MHz,子码宽度 0.625 μ s,16 位 Frank 码相位变化规律为: [0 0 0 0.5 1 1.5 0 1 1 0 0 0.5 1.5 0 1 0], 码字 0、0.5、1、1.5 分别代表相位变化 0 、 $\frac{\pi}{2}$ 、 π 、 $\frac{3}{2}\pi$ 。

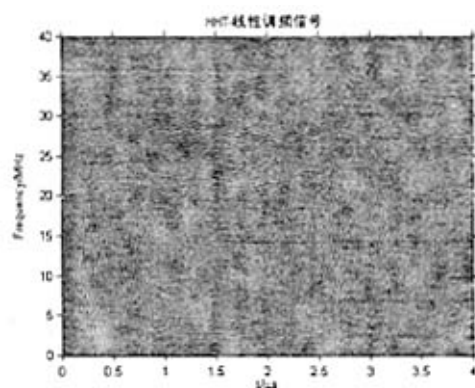
图 4-12(a)~(f)为各类仿真信号在理想无噪声情况下的 Hilbert 谱图,分析各图可以看出,在无噪声条件下,由于 HHT 良好的时频聚集性能,根据 Hilbert 谱图可以直观地判断出各种常用雷达信号的脉内调制类型。



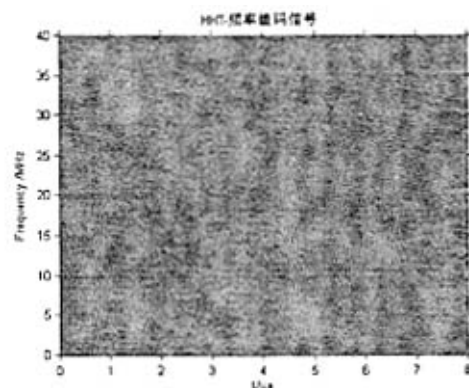
(a)



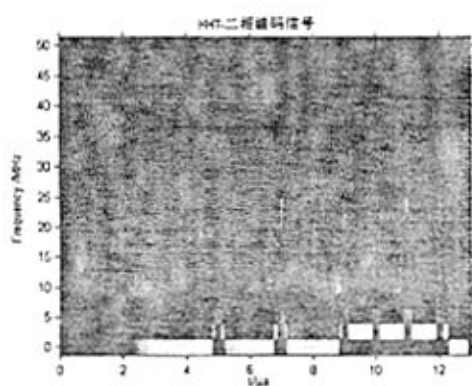
(b)



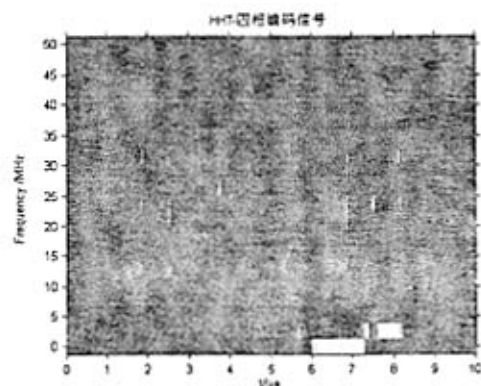
(c)



(d)

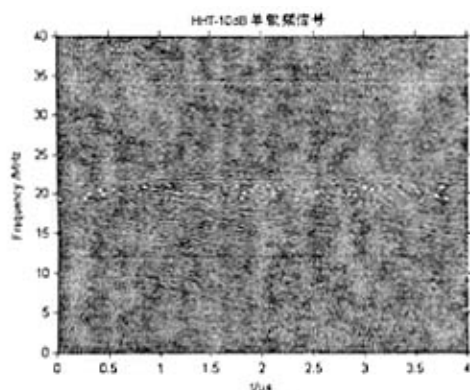


(e)

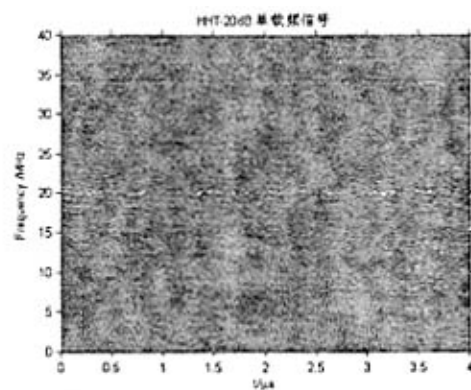


(f)

图 4-20 各仿真信号的 Hilbert 谱图（无噪声）



(a) SNR=10dB

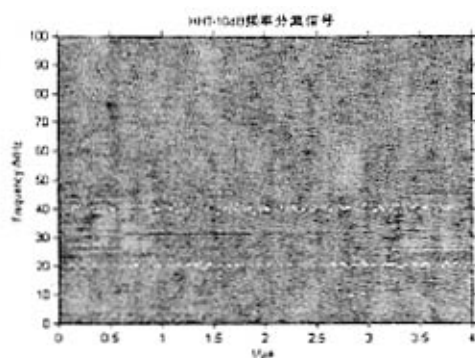


(b) SNR=20dB

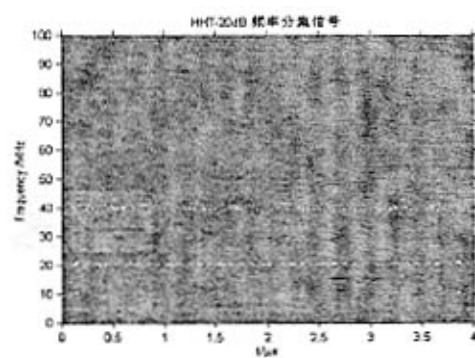
图 4-21 含噪单载频信号的 Hilbert 谱图

图(4-21)~(4-26)为仿真信号噪声情况下的 Hilbert 谱图，在该噪声环境下，

仍然可以从各信号的 Hilbert 谱图反映出信号的脉内调制类型。

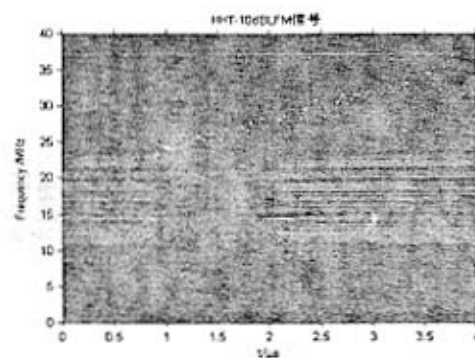


(a) SNR=10dB

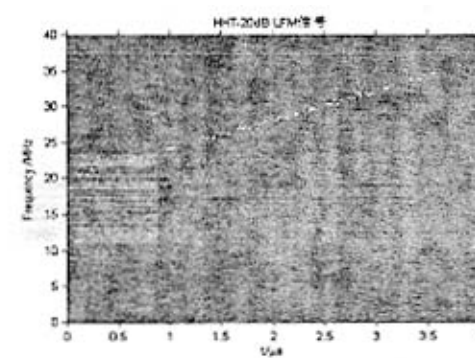


(b) SNR=20dB

图 4-22 含噪频率分集信号的 Hilbert 谱图

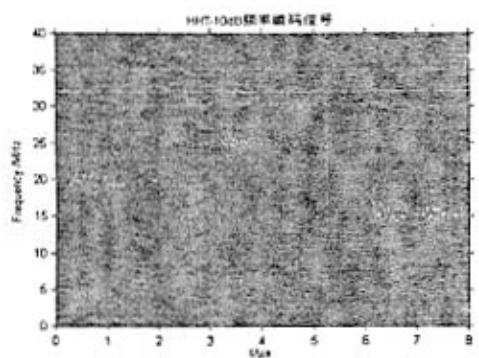


(a) SNR=10dB

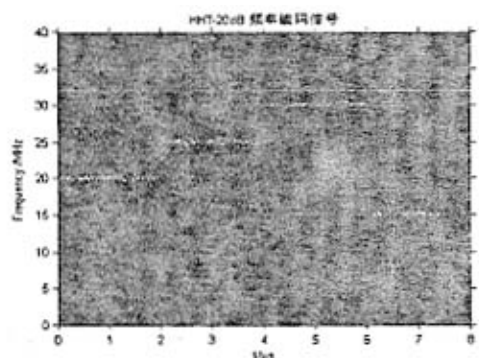


(b) SNR=20dB

图 4-23 含噪线性调频信号的 Hilbert 谱图



(a) SNR=10dB



(b) SNR=20dB

图 4-24 含噪频率编码信号的 Hilbert 谱图

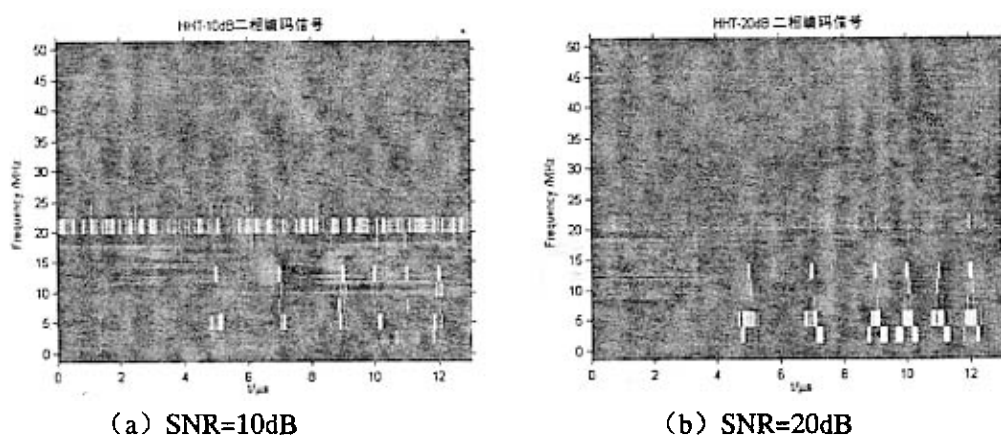


图 4-25 含噪二相编码信号的 Hilbert 谱图

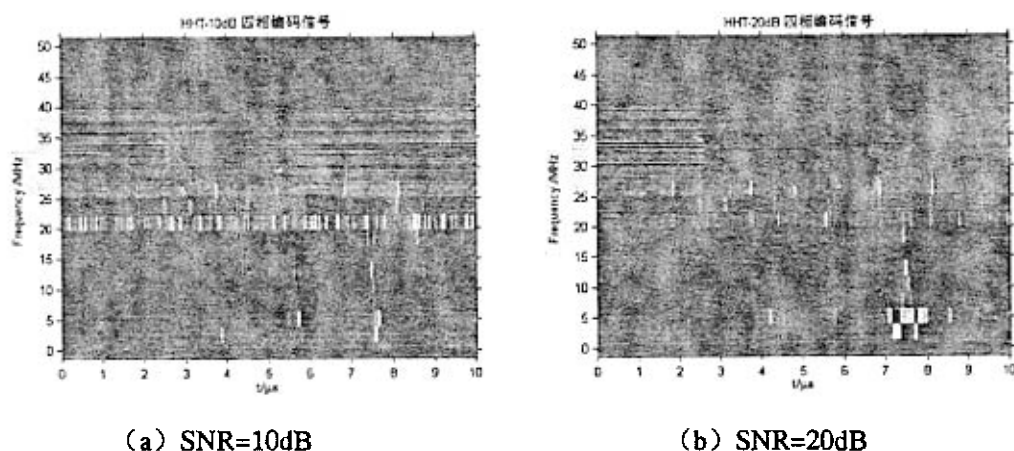
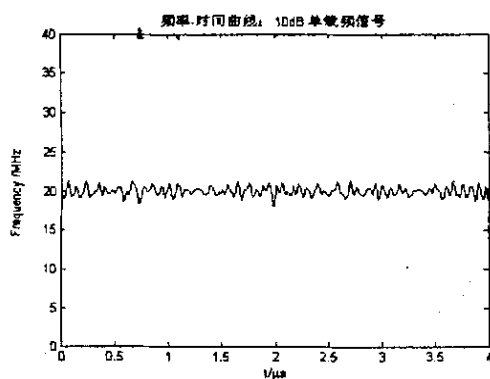
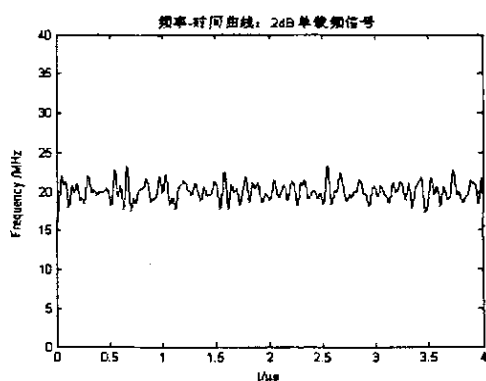


图 4-26 含噪四相编码信号的 Hilbert 谱图

图 (4-27) ~ (4-32) 为仿真信号在 SNR 为 10dB 和 2dB 时的瞬时频率曲线图。从各图可以看出, 在 2dB 环境下, 用 HHT 方法对信号进行分析, 所得瞬时频率曲线仍可反映出信号的脉内调制类型, 只是曲线摆动偏大, 不利于参数估计。

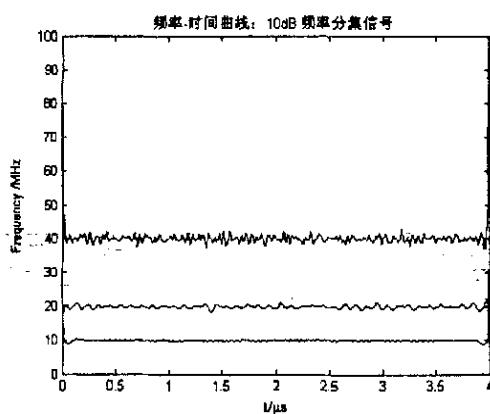


(a) SNR=10dB

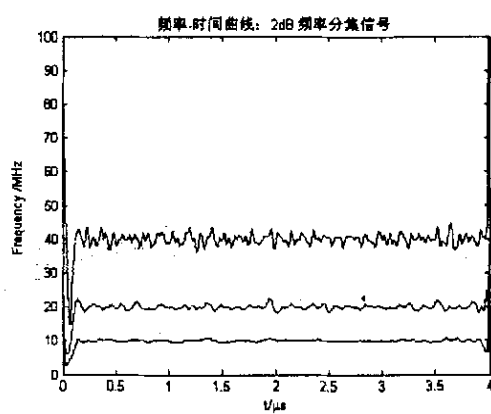


(b) SNR=2dB

图 4-27 单载频信号的瞬时频率曲线图

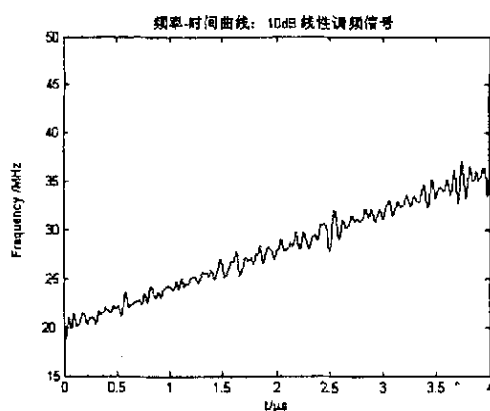


(a) SNR=10dB

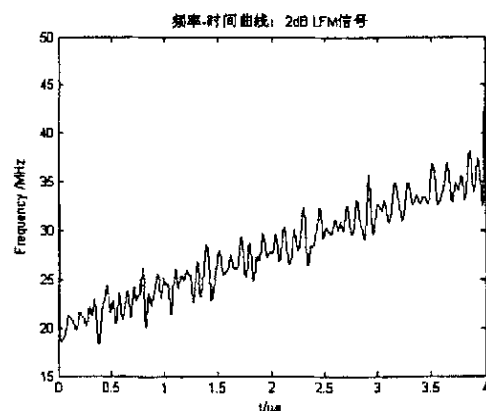


(b) SNR=2dB

图 4-28 频率分集信号的瞬时频率曲线图

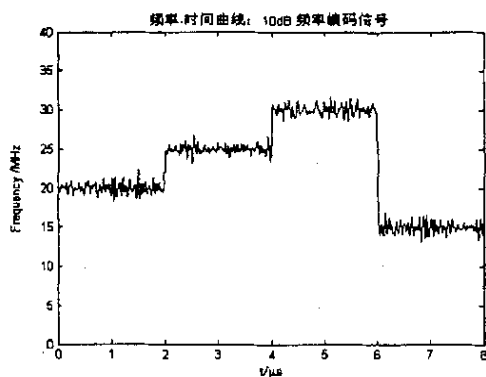


(a) SNR=10dB

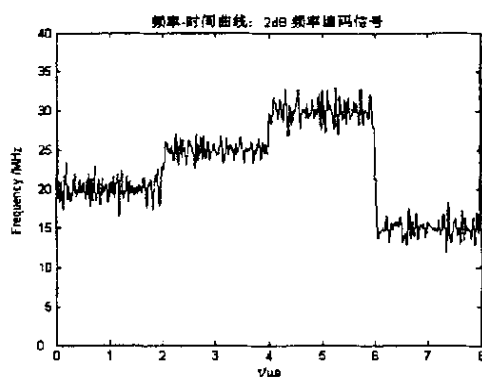


(b) SNR=2dB

图 4-29 线性调频信号的瞬时频率曲线图

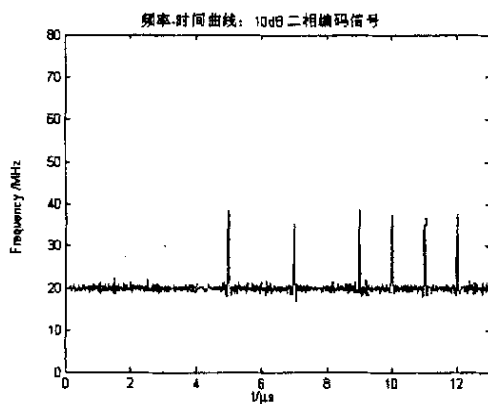


(a) SNR=10dB

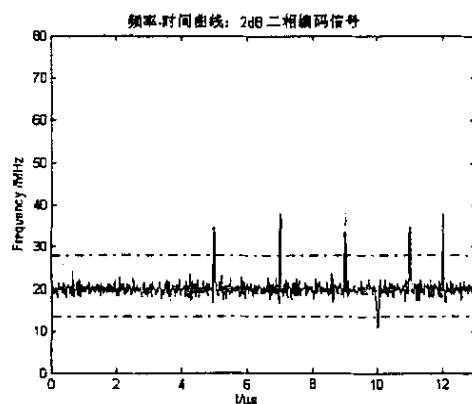


(b) SNR=2dB

图 4-30 频率编码信号的瞬时频率曲线图

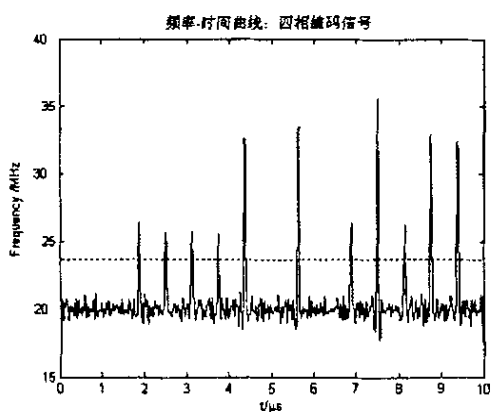


(a) SNR=10dB

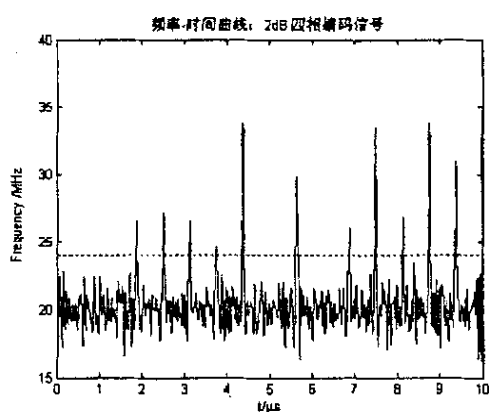


(b) SNR=2dB

图 4-31 二相编码信号的瞬时频率曲线图



(a) SNR=10dB



(b) SNR=2dB

图 4-32 四相编码信号的瞬时频率曲线图

4.2.2 脉内调制参数估计

在完成信号的脉内调制类型识别后, 接下来就需要进行调制参数估计。由于已经明确了信号类型, 这时可以利用信号的先验知识, 对不同信号采取不同方法进行相应的调制参数的估计^[57,60]。

(1) 单载频信号频率估计

对于单载频信号, 需要估计的主要参数是载频值 f_c , 假定 HHT 分析后的脉内瞬时频率序列为 $f(i)$, $i=1, 2, \dots, N$, 令估计代价函数为:

$$\xi = \sum_{i=1}^N [f_c - f(i)]^2 \quad (4-9)$$

当上式 ξ 取得最小值时的 f_c 即为最佳载频, 此时估计误差最小。令 $d\xi/df_c = 0$, 容易推出:

$$f_c = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f(i) \quad (4-10)$$

这说明当 f_c 取瞬时频率序列的平均值时为最佳估计。

这种载频估计方法同样适用于频率分集信号、频率编码信号和相位编码信号。对于频率分集信号, 可对每个分集频率分别进行估计; 对于频率编码信号, 则需要先找出频率跳变点, 再对时间上互不重叠的各频率值分别估计; 由于相位编码信号的载频为固定频率, 而对相位进行调制的码元通常为伪随机序列, 相位跳变产生的瞬时频率变化偏离载频上下的概率大致相等, 因此同样可利用式 (4-10) 进行载频估计。

(2) 线性调频信号起始频率和调制斜率估计

关于线性调频信号起始频率和调制斜率的估计方法很多, 这里我们利用 HHT 分析结果 (脉内瞬时频率序列) 对其起始频率和调制斜率进行估计。对于 LFM 信号 $s(t) = \cos(2\pi f_c t + \pi k t^2 + \varphi)$, 其起始频率为 f_c , 调制斜率为 k , 假定 HHT 得出的瞬时频率序列为 $f(i)$, $i=1, 2, \dots, N$, 于是可用直线 $f = f_c + kt$ 去拟合 $f(i)$, 采用最小二乘估计, 求出起始频率 f_c 和调制斜率 k 分别为:

$$\hat{k} = \frac{\sum_{i=1}^N (f(i) - \bar{f})(i - \bar{n})}{\sum_{i=1}^N (i - \bar{n})^2} \quad \hat{f}_c = \bar{f} - \hat{k}\bar{n} \quad (4-11)$$

式中, $\bar{f} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N f(i)$, $\bar{n} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N i$ 。

(3) 频率编码信号和相位编码信号码元宽度估计

如图 4-30 所示, 频率编码信号瞬时频率在不同频率交接处有较大的频率突变, 因此求取瞬时频率曲线上的相邻极大值点与极小值点的幅值差, 差值最大的相邻极大值点坐标与极小值点坐标的平均值为频率变化交接点估计值, 计算各交接点间的距离, 并取平均值, 即为码元宽度。

对于相位编码信号, 如图 4-31、4-32, 其相位跳变点处的瞬时频率均为峰值, 可搜索峰值, 记录下峰值位置, 最小的峰值间距即为码元宽度。由于 HHT 良好的时频聚集性, 能取得较好的测量精度。

5、小结

鉴于 HHT 分析良好的时频特性和自适应性, 本章将其引入雷达信号脉内分析中, 经仿真实验分析表明, HHT 分析方法在信噪比 2dB 以上时, 能清楚地描述各类雷达脉冲压缩信号的脉内调制类型, 具有多信号处理能力, 并便于提取各脉内特征参数, 在雷达信号脉内分析中有较大的研究前景。

结 论

Hilbert-Huang 变换是一种新的非线性非平稳信号分析方法, 运用经验模态分解方法和 Hilbert 谱分析, 可以把复杂信号分解为有限数目的本征模态函数 (IMF), 并求取各 IMF 分量的瞬时频率, 从而可以获得信号的时频表示。目前已逐步应用到地震信号分析、机械故障诊断、流体力学、医学信号处理和语音信号处理等领域, 具有很大的研究价值和应用前景。本文对 Hilbert-Huang 变换理论及其应用进行研究, 所取得的结论及成果如下:

- 1、HHT 是一种良好的时变信号处理新方法, 它突破了以 Fourier 变换全局性表示为基础的传统时变信号处理的不足, 从信号本身出发, 不需要选择窗函数 (基函数) 等先验条件, 不再受 Heisenberg 测不准原理的约束, 能同时在时频两域取得很好的聚集性, 具有多信号处理能力和良好的自适应性, 对信号本身变化信息敏感, 适合于处理非线性、非平稳信号。
- 2、HHT 作为一种新的信号分析理论, 尚处在初步发展阶段, 还存在着一些问题需要研究及改进。本文对其采样频率、终止准则、曲线拟合、边界处理以及模态混叠等问题进行了分析, 并基于 HHT 的时间特征尺度概念, 提出了一种新的边界处理方法: 边界局部特征尺度延拓法, 较好地改善了边界效应对 EMD 分解的影响。
- 3、对 HHT 的多分辨分析、信号突变点检测及滤波与去噪等应用性能进行研究分析, 给出了 HHT 的多分辨分析说明、提出了基于 EMD 的信号突变检测准则、结合传统的平滑滤波和中值滤波思想分析 EMD 的滤波与去噪性能。
- 4、将 HHT 用于电力系统信号处理中, 对谐波信号检测、电能质量检测进行了基于 HHT 分析方法的研究; 基于 HHT 的信号突变检测性能, 提出了一种超高压输电线路的 EMD 故障测距方法。仿真实验表明, 该方法能很好地实现故障定位及测距。
- 5、将 HHT 应用于雷达信号处理中, 结合 EMD 去噪方法, 提出了基于 HHT 的雷达信号脉内分析方法, 仿真实验表明 HHT 分析方法具有多信号处理方法, 能准确地描述信号的瞬时频率的变化规律, 能清晰地区分各类雷达信号的脉

内调制类型，并便于对调制参数进行估计。

- 6、作为一种对传统方法的突破，以及目前 HHT 的开创者及后续研究者的研究及应用表明，HHT 信号分析方法在许多领域中值得进一步的研究及推广。

Hilbert-Huang 变换作为一种新的信号分析方法，有许多更深层次的问题有待于今后作进一步的研究：

- 1、对 HHT 分析方法做进一步的研究，不断完善其理论结构，如从理论上验证 IMF 的定义；这对现代信号处理来说，是一项意义重大的工作。
 - 2、可以对 HHT 中的 EMD 分解方法、曲线拟合方式、边界效应等问题作进一步研究及改进，提高包络线拟合的精度，改善边界效应对分解效果的影响，以达到 HHT 理论所预期的处理效果。
 - 3、本文运用 HHT 方法对电力系统信号和雷达信号的分析处理，并取得一定的成果，但尚属应用研究初步，还需要作进一步的应用研究。
-

致 谢

在本文完成之际，谨向我的导师彭安金副教授和孟建博士，致以衷心的感谢，感谢他们在我就读研究生期间给予我的培养、指导和帮助。两位导师的严格要求和悉心的指导，使论文得以顺利完成。两位导师渊博的专业知识、严谨的治学态度、平易谦和的待人风格是我学习的典范。

诚挚地感谢中电集团 29 所研究生联合培养基地提供良好的课题学习机会，感谢重点实验室刘玲老师、刘永红书记给予的帮助与督促。感谢在 29 所一起从事课题研究的代书杰、梁毅、吴德强、熊斐等许多同学，与他们的交流与探讨非常愉快，让我受益良多，谢谢他们这一年多来在学习和生活上给予的帮助。

感谢李伟华、黄小红、林长望、高建龙、陈静、孟凌凌、余丹、刘炜、陈玉立、金全意、郭振威等诸多同窗好友，谢谢他们在学习、生活和工作上给予的支持与帮助。

感谢良师益友般的陈岩峰老师和董艳云老师，谢谢他们一直以来对我的关心和帮助。

感谢我最挚爱的家人，正是他们无微不至的关心、默默地支持与鼓励使我得以顺利的完成学业。他们的爱与关怀，我将铭记终生。

参考文献

- [1] 张贤达. 现代信号处理. 第二版. 北京:清华大学出版社, 2003.
- [2] 张贤达, 保铮. 非平稳信号分析与处理. 北京:国防工业出版社, 1998.
- [3] 赵国庆. 雷达对抗原理. 西安:西安电子科技大学出版社, 2003 年.
- [4] 丁鹭飞. 雷达原理. 西安:西安电子科技大学出版社, 2002 年.
- [5] 张志涌. 精通 MATLAB 6.5. 北京:北京航空航天大学出版社, 2003.
- [6] 丁丽娟. 数值计算方法. 北京:北京理工大学出版社, 1997.
- [7] 林成森. 数值计算方法. 北京:科学出版社, 1998.
- [8] 徐士良. 计算机常用算法. 北京:清华大学出版社, 1995.
- [9] (美)L. 科恩著, 白居宪译. 时-频分析:理论与应用. 西安:西安交通大学出版社, 2001.
- [10] 胡昌华, 周涛, 夏启兵等. 基于 MATLAB 的系统分析与设计-时频分析. 西安:西安电子科技大学出版社, 2002.
- [11] 张郁山, 梁建文, 胡聿贤. 应用自回归模型处理 EMD 方法中的边界问题[J]. 自然科学进展, 2003, 13(10):1054-1059.
- [12] 黄大吉, 赵进平, 苏纪兰. 希尔伯特-黄变换的端点延拓[J]. 海洋学报, 2003, 25(1):1-11.
- [13] 邓拥军, 王伟, 钱成春等. EMD 方法及 Hilbert 变换中边界问题的处理[J]. 科学通报, 2001, 46(3):257-263.
- [14] 盖强、马孝江、张海勇等. 一种消除局域波法中边界效应的新方法[J]. 大连理工大学学报, 2002, 42(1):115-117.
- [15] 范春菊, 张兆宁, 郁惟镛. 小波方法在超高压输电线行波故障测距中的应用[J]. 电网技术, 2003, 27(8): 50-53.
- [16] 吕艳萍, 陈允平, 刘珠明, 艾斌. 基于小波分析的超高压输电线路故障定位的研究[J]. 中国电力, 2003, 36(2):32-36.
- [17] 何正友, 王晓茹, 钱清泉. 得用小波分析实现 EHV 输电线路单端量暂态保护的研究[J]. 中国电机工程学报. 2001, 10. 21(10):10-19.
- [18] 杨宇, 于德介, 程军圣. 基于 EMD 的奇异值分解技术在滚动轴承故障诊断中的应用[J].

- 4 振动与冲击, 2005, 24(2):12-15.
- [19] 文继锋, 刘沛. 一种电能质量扰动检测的新方法[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(12): 17-20.
- [20] 陈东方, 吴先良. 采用 EMD 方法消除瞬态散射回波中的高斯白噪声干扰[J]. 电子学报, 2004, 32(3):496-498.
- [21] 姚晓波, 刘泉. 小波变换与中值滤波耦合的雷达信号去噪法[J]. 武汉理工大学学报, 2005, 2, 27(2):58-60.
- [22] 李天云, 赵研, 季小丰收, 李楠. HHT 方法在电力系统故障信号分析中的应用[J]. 电工技术学报. 2005, 6. 20(6): 87-91.
- [23] 李天云, 赵研, 韩永强, 赵健波. Hilbert-Huang 变换方法在谐波和电压闪变检测中的应用[J]. 电网技术. 2005, 1. 29(2):73-77.
- [24] 李天云, 赵研, 李楠. 基于 EMD 的 Hilbert 变换应用于暂态信号分析[J]. 电力系统自动化. 2005, 2. 29(4):49-52.
- [25] 李天云, 赵研, 李楠, 冯国, 高宏慧. 基于 HHT 的电能质量检测新方法[J]. 中国电机工程学报. 2005, 9. 25(17):52-56.
- [26] 钱勇, 黄成军, 陈陈, 江秀臣. 基于经验模态分解的局部放电去噪方法[J]. 电力系统自动化. 2005, 6. 29(12):53-56.
- [27] 董新洲, 葛耀中, 徐丙垠. 利用暂态电流行波的输电线路故障测距研究 [J]. 中国电机工程学报. 1999, 19 (4): 76-80.
- [28] 董新洲, 刘建政, 余学文. 输电线路暂态电压行波的故障特征及其小波分析[J]. 电工技术学报. 2001, 16 (3): 57-61.
- [29] 刘东霞. 雷达信号脉冲调制的分析技术. 航天电子对抗, 2003(1).
- [30] 刘东霞. 脉内调制信号的分析. 现代雷达, 2003(11).
- [31] 曾成金. 雷达信号概述及其产生[J]. 电信技术研究. 2001 (5): 1-10
- [32] 熊学军, 郭炳火, 胡筱敏, 刘建军. EMD 方法和 Hilbert 谱分析法的应用与探讨[J].
- [33] 杨世锡, 胡劲松, 吴昭同, 严拱标. 基于高次样条插值的经验模态分解方法研究[J]. 浙江大学学报. 2004, 3. 38(3):267-270.
- [34] 盖强, 张海勇, 徐晓刚. Hilbert-Huang 变换的自适应频率多分辨分析研究[J]. 电子学报, 2005, (3):563-566.
- [35] 纪跃波, 秦树人, 柏林, 钟佑明. 有限区间信号边界效应问题的研究[J]. 振动与冲击,

2002, 21(4):108-111.

- [36] N.E. Huang, Z. Shen, S.R. Long, M.L. Wu, H.H. Shih, Q. Zheng, N.C. Yen, C.C. Tung and H.H. Liu, "The empirical mode decomposition and Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis," *Proc. Roy. Soc. London A*, Vol. 454, pp. 903 - 995, 1998.
- [37] Norden E. Huang, Zheng Shen, Steven R. Long. "A new view of nonlinear water waves: The Hilbert Spectrum", *Annu. Rev. Fluid Mech*, vol. 31, pp. 417-457, 1999.
- [38] Zhaohua Wu, Norden E. Huang, "A study of the characteristics of white noise using the empirical mode decomposition method", *Proc. Roy. Soc. London A*, Vol. 460, pp. 1594-1611, 2004.
- [39] Norden E. Huang, Man-Li C. Wu, Steven R. Long, Samuel S. P. Shen, WenDong Qu, Per Gloersen, Kuang L. Fan, "A confidence limit for the empirical mode decomposition and Hilbert spectral analysis", *Proc. Roy. Soc. London A*, Vol. 459, pp. 2317-2345, 2003.
- [40] P. Flandrin, G. Rilling and P. Goncalves, "Empirical Mode Decomposition as a filter bank," *IEEE Sig. Proc. Lett.*, Vol. 11, No. 2, pp. 112 - 114, 2004.
- [41] P. Flandrin and P. Goncalves, "Empirical Mode Decompositions as data-driven wavelet-like expansions", *Int. J. on Wavelets and Multires. Info. Proc.*, 2004.
- [42] Patrick Flandrin, Paulo Goncalves, Gabriel Rilling. DETRENDING AND DENOISING WITH EMPIRICAL MODE DECOMPOSITIONS.
- [43] Gabriel Rilling, Patrick Flandrin, Paulo Goncalves, "On empirical mode decomposition and its algorithms"
- [44] D.L. Donoho, "De-noising by soft-thresholding," *IEEE Trans Inform Theory*, vol. 41, no. 3, pp. 613-627, 1995.
- [45] A. O. Boudraa, J. C. Cexus, and Z. Saidi. EMD-Based Signal Noise Reduction. *IJSP VOLUME 1 NUMBER 1 2004*:33-37.
- [46] BO Z. Q., Weller G., Redferm M. A., 'Accurate fault location technique for distribution system using fault-generated high-frequency transient voltage signals', *IEE Proc. Gener. Transm. Distrib.*, 1999, 146, (1), pp. 73-79.
- [47] PG. Drazin, *Nonlinear Systems*. Cambridge, UK: Cambridge Univ. Press. 1992.

-
- [48] S. Q. Rice, Mathematical Analysis of random Noise. III. Statistical Properties of Random Noise Currents, J. Bell Sys. Tech., 1945, 24: 46-108.
- [49] S. Q. Rice, Mathematical Analysis of Random Noise IV. Noise through Nonlinear Devices, J. Bell Sys. Tech., 1945, 24: 109-156.
- [50] S. Q. Rice, Mathematical Analysis of Random Noise, J. Bell Sys. Tech., 1944, 23: 282-310; Part . Power Spectrum and Correlation Functions, J. Bell Sys. Tech., 1944, 23: 310-332.
- [51] 刘锋. 小波变换在输电线路故障检测与测距中的应用研究. 西安: 西安理工大学硕士学位论文, 2001.
- [52] 谭善文. 多分辨希尔伯特-黄 (Hilbert-Huang) 变换方法的研究. 重庆: 重庆大学博士学位论文, 2001.
- [53] 钟佑明. 希尔伯特-黄变换局瞬信号分析理论的研究. 重庆: 重庆大学博士学位论文, 2002.
- [54] 盖强. 局域波时频分析方法的理论研究与应用. 大连: 大连理工大学博士学位论文, 2001.
- [55] 刘慧婷. EMD 方法的研究与应用. 合肥: 安徽大学硕士论文, 2004.
- [56] 段生全. 高精度时频分析. 成都: 成都理工大学硕士论文, 2005.
- [57] 刘东霞. 脉内调制信号的分析与自动识别. 西安: 西安电子科技大学硕士论文, 2003.
- [58] 王晓茹. 基于小波变换和神经网络的高压电网故障信号处理与保护研究. 成都: 西南交通大学博士学位论文, 1998.
- [59] 何正友. 电力系统暂态信号的小波分析方法及其在 EHV 输电线路暂态保护中的应用研究. 成都: 西南交通大学博士学位论文, 2000.
- [60] 叶佳松. 雷达信号脉内调制分析与类型识别研究. 电信科学技术研究院硕士论文. 2005.
- [61] 蔡玉梅. 10kV 铁路自闭贯通线路故障测距方法研究. 成都: 西南交通大学硕士论文. 2002.
- [62] 余泊. 自适应时频方法及其在故障诊断方法中的应用研究. 大连: 大连理工大学博士学位论文, 1998
- [63] 黄诚惕, 彭安金. 超高压输电线路的 EMD 故障测距方法研究. 电力自动化设备. 已投
-

攻读硕士学位期间发表的论文

- [1] 黄诚惕, 陈静, 彭安金, 《经验模态分解在超高压输电线路故障定位中的应用》, 电气开关, 已录用.
- [2] 黄诚惕, 彭安金, 《超高压输电线路的 EMD 故障测距方法研究》, 电力自动化设备, 已投.

作者: [黄诚惕](#)
学位授予单位: [西南交通大学](#)

参考文献(65条)

1. [参考文献](#)
2. [张贤达](#) [现代信号处理](#) 2003
3. [张贤达](#), [保铮](#) [非平稳信号分析与处理](#) 1998
4. [赵国庆](#) [雷达对抗原理](#) 2003
5. [丁鹭飞](#), [耿富录](#) [雷达原理](#) 2002
6. [张志涌](#) [精通MATLAB 6.5](#) 2003
7. [丁丽娟](#) [数值计算方法](#) 1997
8. [林成森](#) [数值计算方法](#) 1998
9. [徐士良](#) [计算机常用算法](#) 1995
10. [L 科恩](#), [白居宪](#) [时-频分析:理论与应用](#) 2001
11. [胡昌华](#), [周涛](#), [夏启兵](#) [基于MATLAB的系统分析与设计-时频分析](#) 2002
12. [张郁山](#), [梁建文](#), [胡聿贤](#) [应用自回归模型处理EMD方法中的边界问题](#)[期刊论文]-[自然科学进展](#) 2003(10)
13. [黄大吉](#), [赵进平](#), [苏纪兰](#) [希尔伯特-黄变换的端点延拓](#)[期刊论文]-[海洋学报](#) 2003(1)
14. [邓拥军](#), [王伟](#), [钱成春](#), [王忠](#), [戴德君](#) [EMD方法及Hilbert变换中边界问题的处理](#)[期刊论文]-[科学通报](#) 2001(3)
15. [盖强](#), [马孝江](#), [张海勇](#), [邹岩崑](#) [一种消除局域波法中边界效应的新方法](#)[期刊论文]-[大连理工大学学报](#) 2002(1)
16. [范春菊](#), [张兆宁](#), [郁惟镛](#) [小波方法在超高压输电线路行波故障测距中的应用](#)[期刊论文]-[电网技术](#) 2003(8)
17. [吕艳萍](#), [陈允平](#), [刘珠明](#), [艾斌](#) [基于小波分析的超高压输电线路故障定位的研究](#)[期刊论文]-[中国电力](#) 2003(2)
18. [何正友](#), [王晓茹](#), [钱清泉](#) [利用小波分析实现EHV输电线路单端量暂态保护的研究](#)[期刊论文]-[中国电机工程学报](#) 2001(10)
19. [杨宇](#), [于德介](#), [程军圣](#) [基于EMD的奇异值分解技术在滚动轴承故障诊断中的应用](#)[期刊论文]-[振动与冲击](#) 2005(2)
20. [文继锋](#), [刘沛](#) [一种电能质量扰动检测的新方法](#)[期刊论文]-[中国电机工程学报](#) 2002(12)
21. [陈东方](#), [吴先良](#) [采用EMD方法消除瞬态散射回波中的高斯白噪声干扰](#)[期刊论文]-[电子学报](#) 2004(3)
22. [姚晓波](#), [刘泉](#) [小波变换与中值滤波耦合的雷达信号去噪法](#)[期刊论文]-[武汉理工大学学报](#) 2005(2)
23. [李天云](#), [赵妍](#), [季小慧](#), [李楠](#) [HHT方法在电力系统故障信号分析中的应用](#)[期刊论文]-[电工技术学报](#) 2005(6)
24. [李天云](#), [赵妍](#), [韩永强](#), [赵健波](#) [Hilbert-Huang变换方法在谐波和电压闪变检测中的应用](#)[期刊论文]-[电网技术](#) 2005(2)
25. [李天云](#), [赵妍](#), [李楠](#) [基于EMD的Hilbert变换应用于暂态信号分析](#)[期刊论文]-[电力系统自动化](#) 2005(4)
26. [李天云](#), [赵妍](#), [李楠](#), [冯国](#), [高宏慧](#) [基于HHT的电能质量检测新方法](#)[期刊论文]-[中国电机工程学报](#) 2005(17)
27. [钱勇](#), [黄成军](#), [陈陈](#), [江秀臣](#) [基于经验模态分解的局部放电去噪方法](#)[期刊论文]-[电力系统自动化](#) 2005(12)
28. [董新洲](#), [葛耀中](#), [徐丙垠](#) [利用暂态电流行波的输电线路故障测距研究](#)[期刊论文]-[中国电机工程学报](#) 1999(4)
29. [董新洲](#), [刘建政](#), [余学文](#) [输电线路暂态电压行波的故障特征及其小波分析](#)[期刊论文]-[电工技术学报](#) 2001(3)
30. [刘东霞](#), [赵国庆](#) [雷达信号脉冲调制的分析技术](#)[期刊论文]-[航天电子对抗](#) 2003(1)
31. [刘东霞](#), [赵国庆](#) [脉内调制信号的分析](#)[期刊论文]-[现代雷达](#) 2003(11)
32. [曾成金](#) [雷达信号概述及其数字产生](#)[期刊论文]-[电信技术研究](#) 2001(5)

33. [熊学军, 郭炳火, 胡敏敏, 刘建军](#) EMD方法和Hilbert谱分析法的应用与探讨
34. [杨世锡, 胡劲松, 吴昭同, 严拱标](#) 基于高次样条插值的经验模态分解方法研究[期刊论文]-[浙江大学学报\(工学版\)](#) 2004(3)
35. [盖强, 张海勇, 徐晓刚](#) Hilbert-Huang变换的自适应频率多分辨分析研究[期刊论文]-[电子学报](#) 2005(3)
36. [纪跃波, 秦树人, 柏林, 钟佑明](#) 有限区间信号边界效应问题的研究[期刊论文]-[振动与冲击](#) 2002(4)
37. [N E Huang, Z Shen, S R Long, M. L. Wu, H. H. Shih, Q. Zheng, N. C. Yen, C. C. Tung H. H. Liu](#) The empirical mode decomposition and Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis 1998
38. [Norden E Huang, Zheng Shen, Steven R Long](#) A new view of nonlinear water waves:The Hilbert Spectrum 1999
39. [Zhao Hua Wu, Norden E Huang](#) A study of the characteristics of white noise using the empirical mode decomposition method" 2004
40. [Norden E Huang, Man-Li C Wu, Steven R Long, Samuel S. P. Shen, WenDong Qu, Per Gloersen, Kuang L. Fan](#) A confidence limit for the empirical mode decomposition and Hilbert spectral analysis" 2003
41. [P Flandrin, G Rilling, P Goncalves](#) Empirical Mode Decomposition as a filter bank 2004(02)
42. [P Flandrin, P Goncalves](#) Empirical Mode Decompositions as data-driven wavelet-like expansions" 2004
43. [Patrick Flandrin, Paulo Goncalves, Gabriel Rilling](#) DETRENDING AND DENOISING WITH EMPIRICAL MODE DECOMPOSITIONS
44. [Gabriel Rilling, Patrick Flandrin, Paulo Goncalves](#) On empirical mode decomposition and its algorithms"
45. [D L Donoho](#) De-noising by soft-thresholding 1995(03)
46. [A O Boudraa, J C Cexus, Z Saidi](#) EMD-Based Signal Noise Reduction 2004(01)
47. [BO Z Q, Weller G, Redferm M A](#) Accurate fault location technique for distribution system using fault-generated high-frequency transient voltage signals 1999(01)
48. [PG Drazin](#) Nonlinear Systems 1992
49. [S Q Rice](#) Mathematical Analysis of random Noise. III. Statistical Properties of Random Noise Currents 1945
50. [S Q Rice](#) Mathematical Analysis of Random Noise IV. Noise through Nonlinear Devices 1945
51. [S Q Rice](#) Mathematical Analysis of Random Noise 1944
52. [S Q Rice](#) Power Spectrum and Correlation Functions 1944
53. [刘锋](#) 小波变换在输电线路故障检测与测距中的应用研究
54. [谭善文](#) 多分辨希尔伯特-黄(Hilbert-Huang)变换方法的研究[学位论文]博士 2001
55. [钟佑明](#) 希尔伯特-黄变换局瞬信号分析理论的研究[学位论文]博士 2002
56. [盖强](#) 局域波时频分析方法的理论研究与应[学位论文]博士 2001
57. [刘慧婷](#) EMD方法的研究与应用 2004
58. [段生全](#) 高精度时频分析及应用[学位论文]硕士 2005
59. [刘东霞](#) 脉内调制信号的分析与自动识别[学位论文]硕士 2003
60. [王晓茹](#) 基于小波变换和神经网络的高压电网故障信号处理与保护研究[学位论文]博士 1998
61. [何正友](#) 电力系统暂态信号的小波分析方法及其在EHV输电线路暂态保护中的应用研究[学位论文]博士 2000

62. [叶家松](#) [雷达信号脉内调制分析与类型识别研究](#)[学位论文]硕士 2005
63. [蔡玉梅](#) [10kV铁路自闭贯通线路故障测距方法研究](#)[学位论文]硕士 2002
64. [余泊](#) [自适应时频方法及其在故障诊断方法中的应用研究](#) 1998
65. [黄诚惕](#). [彭安金](#) [超高压输电线路的EMD故障测距方法研究](#)

相似文献(10条)

1. 期刊论文 [钟佑明](#). [秦树人](#). [Zhong Youming](#). [Qin Shuren](#) [希尔伯特-黄变换的统一理论依据研究](#) -[振动与冲击](#) 2006, 25 (3)

希尔伯特-黄变换(HHT)是上世纪末出现的一种分析非线性、非平稳信号的有效新方法,但其理论依据还不太明朗,尤其缺乏统一理论依据.从分析HHT的基本模式函数(IMF)定义入手,在Hilbert变换的Bedrosian乘积定理基础上提出了Hilbert变换的局部乘积定理,采用理论推导和物理意义分析相结合的方法对其进行了论证.然后应用这一定理对HHT中的IMF定义、瞬时频率计算公式、经验模式分解(EMD)方法及其收敛性等问题给出了统一解释,从而初步为HHT提供了一个统一理论依据.

2. 期刊论文 [胡劲松](#). [杨世锡](#) [基于HHT的转子冲临界过程分析](#) -[汽轮机技术](#)2004, 46 (3)

希尔伯特-黄变换(Hilbert-Huang Transformation, HHT),是先把一列时间序列数据通过经验模态分解(Empirical Mode Decomposition, EMD),然后经过希尔伯特变换获得频谱的信号处理新方法.把HHT时频分析方法引入了转子冲临界过程分析.通过对模拟转子冲临界过程的实验研究表明,相比短时傅立叶变换(STFT)分析,基于HHT的时频分析方法对冲临界信号的分析具有真实、完整、能识别信号频率的瞬时变化、时域频域分辨率不相互干扰的特点.

3. 期刊论文 [董红生](#). [邱天爽](#). [张爱华](#). [郝晓弘](#). [DONG Hong-Sheng](#). [QIU Tian-Shuang](#). [ZHANG Ai-Hua](#). [HAO Xiao-Hong](#) [基于HHT边际谱熵和能量谱熵的心率变异信号的分析方法](#) -[中国生物医学工程学报](#)2010, 29 (3)

基于希尔伯特-黄变换(HHT)理论,依据广义信息熵的概念,提出基于HHT边际谱熵和能量谱熵的概念和熵分析方法.对常规信号和混沌时间序列信号进行复杂性研究,结果表明本方法在刻画信号复杂度变化、抗脉冲干扰方面优于Lempel-Ziv复杂度和功率谱熵方法.将其应用于MIT-BIH标准数据库的实际心率变异(HRV)信号分析,结果显示HHT边际谱熵和能量谱熵能从HRV信号中敏感地检测出生理和病理状态的变化,统计学分析优于传统的功率谱熵方法,为临床HRV信号及其他复杂生理信号的分析提供一种有效的分析方法.

4. 学位论文 [钟佑明](#) [希尔伯特-黄变换局瞬信号分析理论的研究](#) 2002

希尔伯特-黄变换(HHT)是上世纪末Huang等人首次提出的一种新的信号分析理论.它的主要创新是固有模态(IMF)概念的提出和经验筛法(EMD)的引入.通过EMD,将信号分解成IMF(一般为有限数目)的和,对每个IMF进行Hilbert变换就可以获得有意义的瞬时频率,从而给出频率变化的精确表达.信号最终可以被表示为时频平面上的能量分布,称为Hilbert谱.进而还可以得到信号的边际谱.HHT是基于信号局部特征的和自适应的,因而是高效的.它特别适用于分析大量频率随时间变化的非线性、非平稳信号.变化的频率是现实生活中人们经常直观感受到的现象, HHT的根本目的就是描述和揭示这种时变频率现象及其规律,即求信号的瞬时频率.但为了获得信号某一时刻的瞬时频率值, HHT自适应地利用了信号在该时刻的局部信息.本文将这种表现为瞬值,实际上自适应地隐含了信号局部信息的量称为局瞬量,将这种获得局瞬量的信号分析理论称为局瞬信号分析.为了体现这一特点,本文将HHT进一步称为希尔伯特-黄变换局瞬信号分析(HHT-LISA).

HHT-LISA具有重要的理论价值和广阔的应用前景,已在一些实际工程领域中获得了有效的应用.但HHT的第一篇公开文献直到1998年才发表,因而这一理论出现的时间还很短暂,其完善和发展还有诸多工作要做.本文在Huang等人的前期研究工作基础上,采用物理意义、理论推导和编程验证相结合的研究方法,对HHT-LISA展开了较为深入和全面地研究,取得了一定的研究成果,将HHT-LISA理论向前推进了一步.

HHT-LISA是现阶段一个全新的研究课题.对变化频率的研究虽然很早就已经开始,但后来的工作大都转向通过对信号的时频联合分析间接揭示这一现象,且都采用积分方法,它们的最终理论依据都基于傅里叶分析.傅里叶分析是发展最早和最成熟的信号分析理论,也是首先采用频谱分析信号的方法.但傅里叶分析中的频率是用全局的正弦波定义的,与时间无关.用傅里叶变换分析时变频率的信号会出现虚假信号和假频等缺陷.用基于傅里叶分析理论的时频联合分析也必然遭受同样的局限.并且,由于受Heisenberg不确定原理的限制,时频分析不能达到精确描述频率随时间变化的目的. HHT-LISA直接研究瞬时频率和对其规律进行精确地描述,且采用微分方法,因而其应用价值大为提高.当然研究难度也大为增加.为了对这一全新的课题进行彻底而全面的研究,在对HHT-LISA进行直接介绍和研究之前,本文首先对信号分析、傅里叶分析和时频分析进行了回顾.深入分析了傅里叶分析和时频分析与人们直观感觉上的差异及其原因.这些工作表明了人们对瞬时频率分析理论的渴望和研究的困难.

之后,本文对HHT提出的历史背景进行了较详细地回顾.全面地介绍了HHT的主要依据、基本概念、基本方法、分析步骤、和分解的理想模型等;分析了HHT的明显创新性.在这些回顾的基础上,提出了“局瞬”这一新概念,从而深刻和准确地揭示了瞬时频率概念的本质属性,暗示了瞬时频率分析的方法和途径,阐释了长期以来人们感到瞬时频率概念难以把握的根源,也体现了HHT的根本特点.针对IMF的描述性定义,提出了IMF应满足的本征条件,从而初步用数学关系式给出了IMF的数学模型,基于该模型较为成功地论证了IMF局部对称性的必要性和用极值点拟合IMF包络线的合理性.针对经验筛法的理论还不够完善问题,提出和论证了Hilbert变换的局部乘积定理,该定理进一步给出了经验筛法的理论依据.提出了“自适应多分辨”和“恒定多分辨”概念,这两个概念概括了经验筛法和小波变换的根本区别.另外还总结了HHT的十四个特点;给出了Hilbert谱的进一步表示;改善了经验筛法的终止条件;对瞬时频率的算法作了比较,提出了选择恰当方法的意见等.

包络线和均值曲线的拟合是HHT-LISA的关键问题,它在很大程度上将影响到新理论和新方法的成熟和推广,因而对其研究具有重要意义.本文首先分析出了HHT-LISA中曲线拟合所要求的性质;总结了文献中采用的二次样条插值法的不足,因而引入了一种光滑性虽然更差,但自适应更好的插值法——阿克玛法.然后基于抛物线参数样条拟合法的原理,提出了一种新的插值法——分段幂函数法,用三种插值法的仿真试验和比较说明了新插值法的优点.但以上这些曲线拟合法都只具有低阶光滑性,不能提高光滑性,或者,为了提高光滑性,就会造成更为严重的过冲和欠冲问题;这些方法也不是从频率要求方面出发提出的.为了更深入地研究和解决HHT-LISA中的曲线拟合问题,本文对非均匀采样信号的重构算法进行了研究,在分析了文献中的一些非均匀采样信号重构算法的不足之后,基于内插函数,提出了一定带宽条件下非均匀采样信号的一种重构算法——解方程组法,这一方法简单有效.仿真试验验证了这一重构算法的正确性.

筛法是HHT-LISA的核心问题,它需要得到信号的均值曲线. Huang等人在提出HHT时首先采用的方法是用三次样条曲线分别拟合信号的极大值和极小值点作为上、下包络线,对上、下包络线求平均得到均值曲线.这种通过拟合包络线得到均值曲线的方法每次筛选都需要经过两次曲线拟合,因而很费时,也容易造成过冲和欠冲问题.为了提高筛法效率,可以采用直接均值筛法. Huang等人首先提出了这样一种经验筛法——连续均值筛法(SMS).后来渐有研究者提出了自适应变滤波法(ATVFD)和极值域均值模式分解法(EMMD).但这些直接均值筛法的共同不足是:都没有给出直接拟合均值曲线的理论依据.本文对这一问题进行了研究,提出并论证了稳定点定理和准稳定点原理;基于准稳定点原理,提出了一种新的经验筛法——稳定点均值筛法.新筛法首次具有直接拟合信号均值曲线的一定理论依据.仿真实验和比较验证了稳定点均值筛法的正确性.

同其他大多数信号分析方法一样,当将HHT-LISA应用于有限长信号时,也会遭遇边界处理问题.但经验筛法决定了HHT-LISA中的边界处理更具重要性.本文深入分析了HHT-LISA中边界处理问题的特点和重要性,回顾了文献中已有的几种边界处理算法,并给出了相应的物理意义,评价了几种边界处理算法的优点和不足.基于波形匹配的思想,提出了本征波原理,进而提出了一种新的边界处理算法——本征波匹配预测法;结合具体例子,说明和验证了新边界处理算法的进步.

应用对信号分析方法是至关重要的,是对信号分析方法生命力的检验. HHT-LISA目前在线性系统、重力波、水波、风速、潮汐和海啸、海洋环流、地震信号、生物医学、桥梁健康监测、故障诊断、环境工程和参数估计等等领域中已获得了有效应用.本文首先对边际谱和傅里叶频谱进行了比较

，阐明了边际谱的正确物理意义和特点，用实验佐证了这些观点，进而给出了边际谱在磨床信号分析中的应用。然后研究了HHT-LISA在信号去噪中的应用，给出了经验筛法去噪原理和EMD去噪法在两个工程实测信号去噪中的应用。这些例子进一步表明了HHT-LISA的优越性和本文研究成果的正确性。

HHT-LISA的完善注定会涉及到多方面的内容。除了以上工作外，本文还对HHT-LISA中的其他若干典型问题进行了介绍和研究。提出、论证和编程验证了小波分量的IMF性，从而说明了小波分解近似为HHT-LISA的一种特殊情况。阐明了HHT-LISA对多分量信号划分的唯一性，据此，用时频平面解释了经验筛法造成模态混叠现象的原因。分析了HHT-LISA中过采样的必要性和过采样应达到的程度。提出HHT-LISA中存在分解和分量两种频率分辨率，阐述了它们的含义。还揭示了DFT和小波变换中传统频率分辨率的实质含义，提出了频率分辨率与信号分析的方法有关，在不同的信号分析方法中频率分辨率的含义不一样的观点，从而说明了用分析DFT的频率分辨率方法分析HHT-LISA的频率分辨率之必要性；介绍了Huang对经验筛法的微积分分析，从而再次说明了“局瞬”概念提出的恰当性。解释了方波信号瞬时频率的物理意义，进而提出了广义IMF的概念，说明了其合理性等。

文章最后对本文工作进行了总结，对HHT-LISA的研究进行了展望。本文系国家自然科学基金重点资助项目“面向机械测试的控件化虚拟仪器系统的研究”（批准号：No. 50135050）的建模子项目中的部分内容。

5. 期刊论文 [Norden Huang](#), [Kang Huang](#), [王成国](#), [齐法琳](#), [李海涛](#) [基于希尔伯特-黄变换的铁路桥梁结构健康监测 - 中国铁道科学](#)2006, 27 (1)

桥梁结构健康监测直观检查法具有一定的局限性。新的基于希尔伯特黄变换(HHT)的非破坏性桥梁结构健康监测方法,依赖于瞬变荷载测试和简便的数据收集,核心是近年来针对非稳态和非线性时间序列分析而新发展起来的HHT,由经验模态分解和Hilbert谱分析构成。该方法对桥梁结构健康性的最终判断依据是基于数据的非线性特征、自由振动和强迫振动的频率对比、桥梁对轻荷载及重荷载的响应。该方法的优点是:无需以前的数据,简便的数据采集,最少程度地干扰交通,以及细微差别的精确定量解释。工程实例的分析结果表明这种新方法应用于铁路桥梁结构健康监测的可行性。

6. 期刊论文 [宋万干](#), [杨扬](#), [栗欣](#) [希尔伯特-黄变换手写体汉字识别方法 - 计算机应用](#)2009, 29 (12)

针对脱机手写体汉字的非平稳特性,提出了一种基于希尔伯特-黄变换的手写体汉字识别方法。该方法根据汉字图像的特点将一维HHT扩展为二维HHT,用以获得汉字的瞬时频率特征,并将局部的瞬时频率特征和全局的Zernike矩特征组合作为最终的识别特征。实验结果表明,该方法是有效的。

7. 期刊论文 [孙亚杰](#), [袁慎芳](#), [王帮峰](#), [SUN Ya-jie](#), [YUAN Shen-fang](#), [WANG Bang-feng](#) [基于HHT技术的二维结构损伤定位研究 - 压电与声光](#)2007, 29 (6)

希尔伯特-黄变换(HHT)是具有适应性的局部化时频分析方法,适用于非线性、非平稳的信号分析。该文基于主动监测技术,将结构健康和损伤状态下的响应信号进行对比,二者的差信号实际上是激励信号通过损伤折射后被接收到的一种信号。利用HHT对差信号和激励信号等进行分析,提取信号群速度的到达时刻,从而得到差信号的传播时间。根据差信号传播路径的分析,并结合四点圆弧定位方法,实现二维结构的损伤定位,实验验证利用HHT信号处理技术能够有效准确的进行复合材料结构的二维损伤定位。

8. 期刊论文 [胡劲松](#), [杨世锡](#) [基于HHT的转子横向裂纹故障诊断 - 动力工程](#)2004, 24 (2)

希尔伯特黄变换(Hilbert-Huang Transformation, HHT),是先把一列时间序列数据通过经验模态分解(Empirical Mode Decomposition, EMD),然后经过希尔伯特变换获得频谱的信号处理新方法。把HHT时频分析方法引入了转子裂纹故障诊断领域。详细地介绍了HHT方法的理论和算法。通过对模拟纵向深裂纹故障转子的实验研究表明,基于HHT的时频分析方法能把横向裂纹转子的扭振所形成的相位调制现象在时频谱图中明确地表征出来,为裂纹故障的预报和诊断提供了较好的手段,说明用HHT方法对旋转机械的转子横向裂纹进行故障分析是有效的。图3参6

9. 期刊论文 [谢秀娟](#), [潘晓文](#), [XIE Xiujuan](#), [PAN Xiaowen](#) [基于希尔伯特-黄变换的OTDR事件定位 - 压电与声光](#)2010, 32 (5)

希尔伯特-黄变换(HHT)适用于信号奇异性分析。将光时域反射仪(OTDR)信号进行经验模式分解(EMD),得到本征模式函数(IMF),针对低阶的IMF分量分别进行Hilbert变换,做出时间-幅度谱和时间-频率谱,选取时间-幅度谱,采用模极大值法,确定OTDR事件发生的位置。

10. 期刊论文 [黄大吉](#), [赵进平](#), [苏纪兰](#) [希尔伯特-黄变换的端点延拓 - 海洋学报](#)2003, 25 (1)

希尔伯特-黄变换(HHT)是近年来发展起来的一种新的时间序列信号分析方法。该文在对HHT深入研究与充分肯定的基础上,发展了信号的镜像闭合延拓和包络的极值延拓两种方法。通过几个典型的例子检验了两种方法,并与Huang等(1998, 1999)进行了比较,得到了令人满意的结果。镜像闭合延拓法根据信号端点的分布特性,把镜子放在具有对称性的极值位置,通过镜像法把镜内信号映射成一个周期性的信号,不存在端点,从根本上避免了经验模态分解和希尔伯特变换的端点问题。极值延拓法简单易行,具有与镜像闭合法相当的效果,在处理非对称波形信号时更显其优越性。

引证文献(4条)

1. [束洪春](#), [程春和](#), [赵文渊](#), [张加贝](#) [形态学与HHT检测相结合的行波波头准确标定方法](#)[期刊论文]-[电力自动化设备](#)2009 (7)

2. [杨存祥](#), [仝战营](#), [万钰昊](#), [庞小波](#) [基于HHT的电力系统暂态复合扰动信号的提取分析与研究](#)[期刊论文]-[电力系统保护与控制](#) 2009 (11)

3. [张子良](#), [李世平](#) [应用加权法处理EMD方法中的边界问题](#)[期刊论文]-[计量与测试技术](#) 2008 (8)

4. [赵雯雯](#), [曾兴雯](#) [一种新的EMD去噪方法](#)[期刊论文]-[电子科技](#) 2008 (5)

本文链接: http://d.g.wanfangdata.com.cn/Thesis_Y883597.aspx

授权使用: 武汉科技大学(whk.jdx), 授权号: bb5cf9c6-4e96-461e-be2a-9ea300b7b92b

下载时间: 2011年3月11日